

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

Escuela Técnica Superior de Ingeniería y
Sistemas de Telecomunicación



**APLICACIÓN PRÁCTICA TRANSCEPTOR BGT24MTR11:
RADAR DOPPLER**

TRABAJO FIN DE MÁSTER EN INGENIERÍA DE SISTEMAS Y SERVICIOS
ACCESIBLES PARA LA SOCIEDAD DE LA INFORMACIÓN

Christian Berzal Ruiz

Julio de 2015

Índice

Índice	i
Índice de figuras	v
Índice de Tablas	ix
Resumen	x
Summary	xi
1 Fundamentos Teóricos Radar Doppler	1
1.1. Introducción a los sistemas Radar	2
1.1.1. La ecuación Radar	5
1.1.2. Clasificación de los Sistemas Radar	6
1.1.3. Bandas de Frecuencias Utilizadas en Radar	7
1.1.4. Radar vs Otras Tecnologías de Detección	8
1.2. Radar de Onda Continua (CW)	9
1.2.1. Ventajas y Desventajas del Radar de Onda Continua	10
1.2.2. Radar Doppler CW	11
1.2.3. Radar Doppler FMCW	14
1.2.3.1. Detección de Objetos Estacionarios: Radar Pulsado	14
1.2.3.2. Detección de Objetos Estacionarios: Radar FMCW	15
1.2.3.3. Detección de Objetos en Movimiento: Radar FMCW	18
1.3. Usos y aplicaciones del Radar Doppler	20
1.4. Radar Doppler de Detección de Velocidad	22
1.4.1. Historia del Radar de Detección de Velocidad en España	22

1.4.2. Arquitectura de un Radar Doppler de Detección de Velocidad	23
1.4.3. Parámetros Operativos de un Radar de Detección de Velocidad	24
1.4.4. Sistemas Comerciales de Detección de Velocidad	26
1.4.4.1. Radar Multanova 6F	26
1.4.4.2. Radar TraffiStar SR590	27
1.4.4.3. Radar Ranger EZ	28
1.4.4.4. Radar Cirano 500	29
2 Diseño Prototipo Radar Doppler CW	32
2.1. Introducción	33
2.2. Diagrama de Bloques Prototipo Radar Doppler CW	34
2.3. Transceptor BGT24MTR11	35
2.3.1. VCO (Oscilador controlado por Tensión)	36
2.3.1.1. Prescalers	38
2.3.2. Transmisor BGT24MTR11	39
2.3.3. Oscilador Local BGT24MTR11	40
2.3.1. Receptor BGT24MTR11	41
2.3.2. Sensores del BGT24MTR11	42
2.4. Generación de Señal TX	45
2.4.1. Fundamentos de PLL's	45
2.4.2. Oscilador de Referencia CVHD-950	50
2.4.3. PLL Fraccional HMC702	51
2.5. Tarjeta Alimentación, Amplificación y Programación	55
2.5.1. Circuito de Alimentación	55

2.5.2. Circuito de Programación	58
2.5.3. Circuito de Amplificación y Filtrado de Vídeo	60
2.6. Diseño PCB Tarjeta Alimentación, Amplificación y Programación	65
2.6.1. Captura de Esquemático	65
2.6.2. Diseño de PCB	68
2.7. Fabricación PCB Tarjeta Alimentación, Amplificación y Programación	73
3 PRUEBAS PROTOTIPO RADAR DOPPLER	76
3.1. Montaje Prototipo Radar Doppler	77
3.2. Programación usando microcontrolador PIC en entorno MPLAB X	80
3.2.1. Programación Placa de Evaluación HMC702	80
3.2.2. Firmware de control en MPLAB X	82
3.3. Medida Prototipo Radar Doppler	84
3.3.1. Medida Alimentación	85
3.3.2. Carga FW y Medida Señales de Control	85
3.3.1. Medida Señal TX y Prueba RX	88
4 PRESUPUESTO PROTOTIPO RADAR DOPPLER	95
4.1. Presupuesto	96
4.1.1. Costes Hardware	96
4.1.2. Costes Software	99
4.1.3. Coste Capital Humano	99
4.1.4. Coste Total Proyecto	100
5 CONCLUSIONES	101

6	BIBLIOGRAFÍA	104
7	ANEXOS	106

Índice de figuras

Figura 1.	Principio básico del Radar	2
Figura 2.	Gráfica del efecto de la PRF en el rango máximo no ambiguo.	4
Figura 3.	Estructura Básica Radar Doppler CW	11
Figura 4.	Representación temporal de la señal transmitida y recibida por un radar pulsado.	14
Figura 5.	Estructura básica Radar FMCW.	15
Figura 6.	Representación temporal de la señal TX y RX por un radar FMCW con modulación en diente de sierra.	17
Figura 7.	Representación temporal de la señal TX y RX por un radar FMCW con modulación triangular.	18
Figura 8.	Aplicaciones Radar utilizadas en Automoción.	21
Figura 9.	Ejemplo de Radares en la España de los años 60.	22
Figura 10.	Diagrama Bloques Radar Tráfico con Demodulador I-Q.	24
Figura 11.	Multanova 6F.	27
Figura 12.	TraffiStar SR590.	28
Figura 13.	Ranger EZ.	29
Figura 14.	Radar Cirano 500.	31
Figura 15.	Diagrama Bloques Prototipo Radar Doppler.	34
Figura 16.	BGT24MTR11.	35
Figura 17.	Diagrama de Bloques BGT24MTR11.	36
Figura 18.	Vista Detallada VCO BGT24MTR11.	37
Figura 19.	Frecuencia Vs Tensión VCO BGT24MTR11.	38

Figura 20.	Vista Detallada Sección TX BGT24MTR11.	39
Figura 21.	Vista Detallada Sección LO BGT24MTR11.	41
Figura 22.	Tensión Sensor Potencia Vs Potencia BGT24MTR11.	42
Figura 23.	Descripción Bits Datos Control BGT24MTR11	43
Figura 24.	Descripción Programación Serie BGT24MTR11	43
Figura 25.	Imagen Tarjeta Transceptor BGT24MTR11	44
Figura 26.	Modelo Básico de PLL.	45
Figura 27.	Estructuras de PLL con Divisor en la Frecuencia de Referencia.	46
Figura 28.	Ruido de Fase y Componentes Espurias de un Oscilador	48
Figura 29.	Ruido de Fase en dBc/Hz vs Offset de Frecuencia a la Portadora	48
Figura 30.	PLL Entero Vs PL Fraccional	49
Figura 31.	Ruido de Fase CVHD-950 50M	50
Figura 32.	Diagrama Funcional HMC702	51
Figura 33.	Temporización Programación Serie HMC702	53
Figura 34.	Imagen Tarjeta Evaluación HMC702 y CVHD-950 50M	54
Figura 35.	Circuito Básico LP3878- ADJ	56
Figura 36.	Circuito Básico MAX889TESA+	57
Figura 37.	Descripción de Pines PIC16F716	58
Figura 38.	Circuito Oscilador PIC16F716	59
Figura 39.	Circuito Aplicación ICSP PIC16F716	59
Figura 40.	Gráfica Frecuencia Doppler vs Velocidad	60
Figura 41.	Amplificador Operacional en Topología Amplificador Diferencial	61
Figura 42.	Filtro Activo Paso Bajo Sallen Key	62

Figura 43.	Especificaciones de Diseño FilterPro Desktop	63
Figura 44.	Filtro Activo Sallen Key Diseñado	63
Figura 45.	Respuesta en Frecuencia Filtro Sallen-Key Simulado	64
Figura 46.	Esquema Eléctrico Circuitos Alimentación +3,3 y + 5V	66
Figura 47.	Circuito PIC16F716 y ICSP	66
Figura 48.	Circuito Amplificador Operacional Diferencial	67
Figura 49.	Circuito Filtro Activo Paso Bajo Sallen Key	67
Figura 50.	Diseño Preliminar Tarjeta Amplificación	68
Figura 51.	PCB con componentes posicionados	69
Figura 52.	PCB con conexiones realizadas	70
Figura 53.	Capa Top PCB Diseñada	71
Figura 54.	Capa Bottom PCB Diseñada	71
Figura 55.	Imagen 3D PCB Diseñado	72
Figura 56.	Generación Ficheros Gerber	73
Figura 57.	Opciones Fabricación PCB Visualizer	74
Figura 58.	PCB Alimentación, Amplificación y Programación Fabricada	75
Figura 59.	Tarjeta Alimentación, Amplificación y Programación Montada	77
Figura 60.	Montaje Final Prototipo Radar Doppler	79
Figura 61.	Esquema Conexión Placa Evaluación HMC702	80
Figura 62.	Pantalla Principal Hittite PLL Evaluation Software	81
Figura 63.	Diagrama de Bloques Hittite PLL Evaluation Software	81
Figura 64.	Ventana Principal MPLAB X	82
Figura 66.	Trama Escritura Transceptor BGT24MTR11	84

Figura 67.	Carga FW Microcontrolador PIC16F716	86
Figura 68.	Trama Escritura Sintetizador HMC702	86
Figura 69.	Trama Escritura Transceptor BGT24MTR11	87
Figura 70.	Tono TX 24,125 GHz Span 50 MHz	88
Figura 71.	Tono TX 24,125 GHz Span 10 MHz	89
Figura 72.	Setup de Medida	90
Figura 73.	Vista Detallada Setup de Medidas	90
Figura 74.	Señales I/Q recibidas con FDoppler negativa	92
Figura 75.	Detalle de señales I/Q recibidas con FDoppler negativa	92
Figura 76.	Espectro con blanco alejándose	93
Figura 77.	Señales I/Q recibidas con FDoppler positiva	94
Figura 78.	Espectro con blanco alejándose	94

Índice de Tablas

Tabla. I.	Bandas de Frecuencias Radar.	7
Tabla. II.	Comparativa Tecnologías de Detección.	8
Tabla. III.	Frecuencia Radares de Tráfico.	25
Tabla. IV.	Reducción Potencia TX vía SPI.	40
Tabla. V.	Coste Materiales Tarjeta Diseñada	98
Tabla. VI.	Coste HW Prototipo	98
Tabla. VII.	Coste SW Prototipo	99
Tabla. VIII.	Coste Capital Humano	99
Tabla. IX.	Coste Total Proyecto	100

Resumen

En los últimos tiempos, los radares han dejado de ser instrumentos utilizados únicamente en aviación, defensa y detección de velocidad. El avance de la tecnología de radiofrecuencia ha permitido la reducción de coste, tamaño y consumo de los componentes radar. Esto ha permitido que cada sea más frecuente el uso del radar en elementos de nuestra vida cotidiana tales como la automoción, la seguridad, la medida de líquidos...

Este proyecto se basa en uno de estos nuevos componentes de bajo coste y pequeño tamaño, el transceptor BGT24MTR11. El BGTR24MTR11 integra transmisor, VCO y receptor, los elementos principales para la creación de un radar Doppler en la banda de frecuencia ISM 24-24,25 GHz.

A partir de la placa de evaluación de ese transceptor, se aborda el diseño de un prototipo/demostrador de radar Doppler CW en la banda de 24 GHz. Para la generación de frecuencia se utiliza la placa de evaluación del PLL HMC702 y se ha diseñado un PCB a medida cuyas funciones son las de alimentación, programación y amplificación de las señales recibidas por el prototipo.

Por último, se comprueba el correcto funcionamiento del prototipo y se verifica su funcionamiento mediante la simulación de dos escenarios de prueba.

Summary

In the recent times, radar systems have changed of being tools used only in aviation, defence and speed detection. Radiofrequency technology improvements have allowed a cost, size and power consumption of the radar components. This is the reason because each time is more frequent the use of radar in elements of our daily life such as automotive, security, liquid measurements...

This Project is base don one of this low power and size components, the MMIC transceptor BGT24MTR11. This transceptor integrates the main components needed to make a Doppler radar in the ISM Band (24-24 GHz), the transmitter, the receiver with the low noise amplifier and the VCO.

Using the evaluation board of this transceptor, this Project approach the design of a CW Doppler radar prototype/demonstrator in the frequency band of 24 GHz. The frequency generation is based on the use of the HMC702 PLL evaluation board. Moreover, it has been designed a custom PCB whose funcionts are the power supply, programation and amplification of the signals received by the prototype.

At the end, the correct operation of the prototype is verified and it is tested simulating two different test scenarios.

1 FUNDAMENTOS TEÓRICOS RADAR DOPPLER

1.1. Introducción a los sistemas Radar

El radar es un sistema electromagnético para la detección y localización de objetos. Opera a partir de la transmisión de un tipo de onda particular, por ejemplo, un seno modulado pulsado, detectando la naturaleza del eco de la señal. Esta tecnología se usa para extender la capacidad del ser humano de percibir estímulos del ambiente a través de alguno de sus sentidos, especialmente el de la visión. El radar, sin embargo, no es ningún sustituto del ojo humano en el sentido de que no percibe la imagen de los objetos con tanta precisión, no detecta el “color”, etc. No obstante, esta tecnología se diseña para la percepción de objetos en condiciones en las que el ojo humano no es capaz de hacerlo; por ejemplo, en situaciones de oscuridad, de densa vegetación, de niebla, de lluvia, de nieve, etc. Y, sobre todo, la peculiaridad más importante de esta clase de dispositivos es que pueden medirla distancia o rango hasta el objeto en cuestión. [1] [2]

Una forma básica de radar consiste en una antena transmisora que emite una onda electromagnética generada por un oscilador, una antena receptora y un dispositivo detector de energía o receptor. Una porción de la señal transmitida es interceptada por un objeto reflectante y irradia por este en todas direcciones. La energía que se irradia en la dirección de vuelta al radar es la de nuestro interés. La antena receptora recibe la energía devuelta y la envía al receptor, donde se procesa para detectar la presencia del objeto, extrayéndose su localización y velocidad relativas.

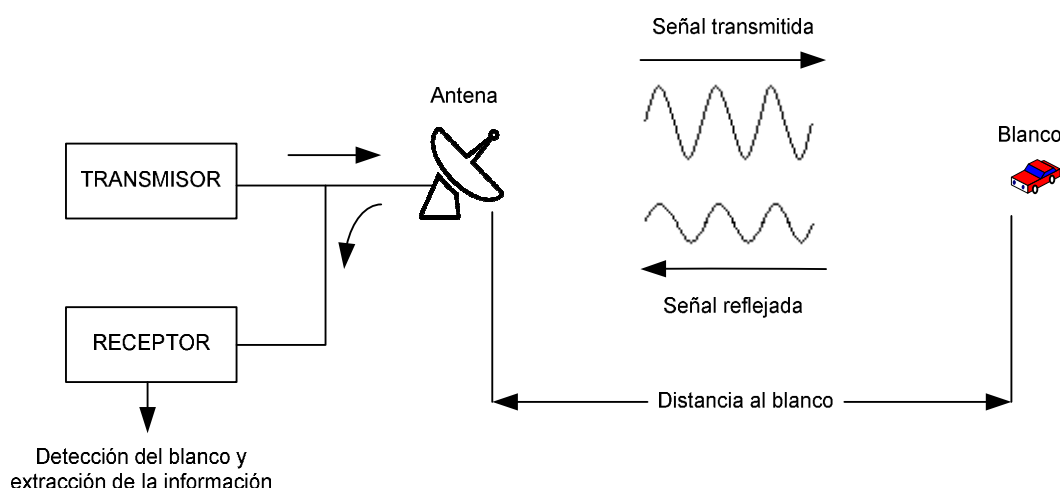


Figura 1. Principio básico del Radar

La distancia al objeto se determina mediante la medición del tiempo empleado por el pulso desde que este es emitido hasta que se recibe de vuelta reflejado por el objeto. La dirección oposición angular del objeto se determina a partir de la dirección de llegada del frente de ondas reflejado. El método usual para la medida de la dirección de llegada es con una antena de haces estrechos. Si existe un movimiento relativo entre el objeto y el radar, la modulación en frecuencia de la portadora de la onda reflejada (causada por el efecto Doppler) es una medida de la velocidad relativa del objeto, pudiendo ser utilizado este efecto para la distinción entre objetos en quietos o en movimiento.

El término Radar es el acrónimo de Radio Detection and Ranging (Detección y Medida de Distancias por Radio). En un primer momento fue desarrollado como un dispositivo de detección para advertir de la aproximación de aviones enemigos así para identificar en qué dirección efectuar la respuesta. Este es el caso del sistema Chain Home utilizado por la RAF durante la II Guerra Mundial para detectar y contrarrestar los ataques de la Luftwaffe alemana.

La forma de onda más utilizada en Radar es un tren de pulsos rectangulares que modulan una portadora del tipo senoidal. La distancia o rango al objeto se determina a partir de la medida del tiempo τ que emplea el pulso en alcanzar el blanco y volver. La distancia a la que se encuentra el blanco puede ser calculada mediante esta sencilla fórmula:

$$R = \frac{c \cdot \tau}{2} \quad (1)$$

Siendo $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ la velocidad de la luz en el vacío y apareciendo el factor 2 en el denominador debido al tiempo que tarda el pulso electromagnético en alcanzar el objetivo y volver. Para dar una idea, un milisegundo de tiempo de ida y vuelta del pulso equivale a una distancia al blanco aproximada de 150 metros.

Después de que el pulso es transmitido por el radar, el siguiente pulso debe ser emitido con un retardo suficiente que permita que el primer pulso alcance el blanco, vuelva y sea detectado. De esto se concluye, que la separación entre pulsos se obtiene a partir del alcance máximo al que se quieren detectar los blancos.

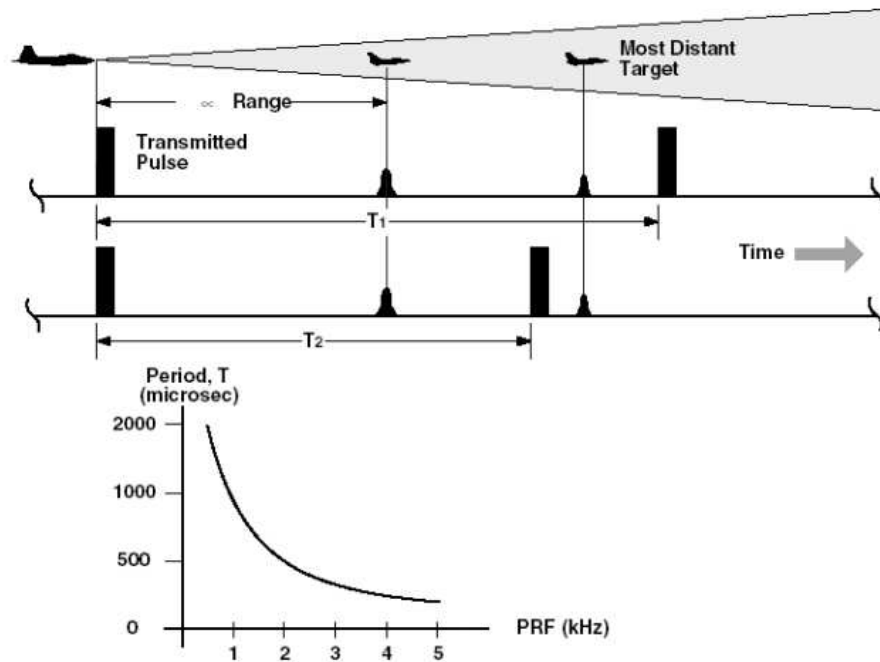


Figura 2. Gráfica del efecto de la PRF en el rango máximo no ambiguo.

Si la frecuencia del pulso de repetición (PRF) es demasiado alta, los ecos recibidos pueden llegar después de la transmisión del segundo pulso, dando lugar a ambigüedades en la medida de distancia. Debido a que no es posible conocer si el eco recibido proviene del primer pulso o del segundo este podría dar lugar a una distancia menor a la real del blanco en cuestión. La distancia límite más allá de la cual no se puede distinguir el origen de los ecos recibidos se denomina máximo rango sin ambigüedad y se expresa de la siguiente forma

$$R_{\text{unamb}} = \frac{c}{2 \cdot \text{PRF}} \quad (2)$$

dónde PRF es la frecuencia de repetición del pulso antes mencionada.

Aunque un radar típico transmite una onda modulada senosoidal modulada por un pulso, existen otras modulaciones más complejas que pueden ser utilizadas. También existe la técnica conocida como compresión de pulsos, que consiste en la utilización de un pulso largo modulado en frecuencia que en términos de tiempo mantiene la misma resolución del pulso corto pero con la energía del pulso largo.

1.1.1. La ecuación Radar

La ecuación radar relaciona el alcance del radar con las características propias del transmisor, el receptor, el blanco y el ambiente. Dicha ecuación es la herramienta básica para comprender el funcionamiento de un radar y el punto de partida para el diseño.

Si llamamos P_t a la potencia transmitida por el radar que utiliza una antena isotrópica (misma potencia radiada en todas las direcciones), la densidad de potencia radiada (W/m^2) a una distancia R del radar es igual a la potencia transmitida dividida por una superficie esférica imaginaria de radio R :

$$\frac{dP}{dV} = \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (3)$$

Como los radares emplean antenas directivas, la potencia se dirige hacia una determinada sección del espacio. La ganancia de la antena G , nos indica el incremento en la densidad de potencia entre radiar con una antena isotrópica y una directiva. Este término de ganancia se añade a en la siguiente ecuación:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \quad (4)$$

El blanco absorbe una parte de la potencia incidente y la refleja en múltiples direcciones. La cantidad de potencia recibida por el radar depende del valor de la sección radar del objeto σ (RCS) que interviene en la ecuación radar tal como se muestra a continuación:

$$P_r = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \frac{\sigma}{4\pi R^2} \quad (5)$$

Donde P_r representa la densidad de potencia recibida debido al eco producido por el blanco. La sección radar del blanco tiene unidades de área de tal forma que al multiplicarse por la densidad de potencia radiada se obtiene la potencia recibida. Este parámetro es una característica particular de cada objeto. Además la antena del radar únicamente capturará una parte de la potencia del eco que se radia en múltiples direcciones, esto se conoce como apertura efectiva que nos da la siguiente ecuación radar:

$$P_r = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \frac{\sigma}{4\pi R^2} A_e \quad (6)$$

Por lo tanto, de la ecuación 7, podemos obtener el máximo rango o distancia a la que un objeto puede ser detectado R_{max} , que ocurre cuando la potencia recibida es igual a la mínima señal que es capaz de detectar el radar S_{min} .

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_t G \sigma A_e}{(4\pi)^2 S_{min}}} \quad (7)$$

Esta es la forma fundamental de la ecuación radar. Los parámetros principales de la antena son la ganancia y la apertura efectiva. Esta versión reducida de la ecuación radar no describe adecuadamente el rendimiento real del mismo. Existen una multitud de factores que afectan al alcance y no se modelan en la ecuación de forma explícita. Los alcances reales suelen ser inferiores a los calculados en la ecuación anterior. Sin embargo, se considera suficiente ya que el objetivo de este epígrafe es realizar una introducción a los sistemas radar.

1.1.2. Clasificación de los Sistemas Radar

Los sistemas radar se pueden clasificar atendiendo a diversos criterios:

- **Según el tipo de blanco.** Cuando la señal recibida es el resultado de la dispersión de la onda transmitida por el propio sistema al incidir sobre un objeto, se habla de un radar primario. Un radar secundario es un sistema de identificación de blancos que transmite una señal codificada, esperando respuesta del blanco.
- **Atendiendo a la posición relativa del transmisor.** En los radares monoestáticos, la transmisión y la recepción se realizan a través de una antena común. En los multiestáticos, se dispone de dos o más antenas transmisoras o receptoras separadas distancias mayores que su tamaño.
- **Según su funcionalidad.** Vigilancia o exploración (scanning radar), seguimiento de blancos (tracking) o multifunción.
- **En función de su resolución.** Los radares convencionales se caracterizan porque el blanco se encuentra dentro de la celda de resolución del radar. Los radares de alta resolución en distancia transmiten señales de elevado ancho de banda capaces de distinguir los múltiples dispersores que forman el blanco. Para conseguir elevadas resoluciones en azimut, se emplean radares de apertura sintética SAR (Synthetic Aperture Radar).

- **En función del tipo de señal.** Radares de onda continua, en los que el sistema radar transmite una señal continua de radiofrecuencia y recibe y procesa de forma continua los ecos procedentes de distintos blancos o radares pulsados, en los que la señal transmitida es un tren de pulsos de radiofrecuencia con una duración del pulso determinada.

1.1.3. Bandas de Frecuencias Utilizadas en Radar

Las bandas de frecuencia son intervalos de frecuencias del espectro electromagnético asignados a diferentes usos dentro de las radiocomunicaciones (Tabla 1). Su uso está regulado por la Unión Internacional de Telecomunicaciones y puede variar según el lugar.

BANDA	RANGO DE FRECUENCIA NOMINAL	RANGO DE FRECUENCIAS ESPECIFICADO PARA RADARES BASADO EN ITU
HF	3-30 MHz	
VHF	30-300 MHz	138-144 MHz 216-225 MHz
UHF	300-1000 MHz	420-450 MHz 850-942 MHz
L	1-2 GHz	1215-1400 MHz
S	2-4 GHz	2300-2500 MHz 2700-3700 MHz
C	4-8 GHz	5250-5925 MHz
X	8-12 GHz	8500-10680 MHz
Ku	12-18 GHz	13,4-14 GHz 15,7-17,7 GHz
K	18-27 GHz	24,05-24,25 GHz
Ka	27-40 GHz	33,4-36 GHz
V	40-75 GHz	59-64 GHz
W	75-110 GHz	76-81 GHz 92-100 GHz
mm	110-300 GHz	126-142 GHz 144-149 GHz 231-235 GHz 238-248 GHz

Tabla. I. Bandas de Frecuencias Radar.

1.1.4. Radar vs Otras Tecnologías de Detección

Las principales tecnologías que compiten con el radar son las técnicas basadas en infrarrojos y ultrasonidos. [3]

Un sensor infrarrojo se diferencia básicamente de un sensor radar es que es capaz de detectar movimiento lateral debido al cambio de temperatura del blanco. Sin embargo, es insensible a cualquier blanco que se mueva en dirección frontal hacia o desde el sensor mientras que un sensor radar es ciego para blancos ortogonales y extremadamente sensible para la detección de movimientos radiales. La detección basada en ultrasonido está limitada a distancias cortas (menores a 1,5 metros) y es muy sensible a las condiciones ambientales y a la necesidad de un transductor que tenga acceso directo al medio de propagación, aire, lo que refuerza la visibilidad de dichos receptores. La siguiente tabla explica las ventajas y desventajas de cada una de estas técnicas de detección:

	VENTAJAS	DESVENTAJAS
INFRARROJOS	<ul style="list-style-type: none"> • Detecta blancos ortogonales y tangenciales preferiblemente <ul style="list-style-type: none"> • Gran ángulo de detección • Bajo coste en su versión más simple 	<ul style="list-style-type: none"> • Ciego o prácticamente a movimiento radial • Sensible a las condiciones ambientales (lluvia, niebla, polvo...) • Imposible para ser montado de forma oculta • Sólo detecta presencia, no proporciona velocidad, dirección ni distancia
ULTRASONIDOS	<ul style="list-style-type: none"> • Muy bajo coste • Posibilidad de triangulación con varios sensores • Medida precisa de distancia en corto alcance 	<ul style="list-style-type: none"> • Rango muy limitado (<1m) • Sensible a condiciones ambientales (ruido, viento, temperatura) <ul style="list-style-type: none"> • Sensor siempre visible • No información acerca velocidad y dirección
RADAR	<ul style="list-style-type: none"> • Detecta preferiblemente movimiento radial • Prácticamente insensible a condiciones ambientales • Capacidad de penetración en materiales no metálicos <ul style="list-style-type: none"> • Materiales simples y de bajo coste • Muy flexible a partir del diagrama de radiación de la antena <ul style="list-style-type: none"> • Identifica sentido del movimiento • Medida y clasificación en función de la distancia 	<ul style="list-style-type: none"> • Ángulo de detección limitado • Mala detección de blancos con movimiento ortogonal • Coste superior a los sistemas infrarrojos o basados en ultrasonidos • Prejuicios de los usuarios en contra de la radiación

Tabla. II. Comparativa Tecnologías de Detección.

A partir de este resumen queda claro que la tecnología radar tiene claras ventajas sobre sus competidores a pesar de tener un coste superior.

1.2. Radar de Onda Continua (CW)

Una división de los radares se puede obtener basándose en el principio de funcionamiento puede realizarse en dos grandes grupos: radares CW (onda continua) y radares pulsados. [4] [5]

Como su propio nombre indica, el radar de onda continua emite una señal típicamente senoidal de manera continua. En el caso de que se emita únicamente una portadora se denomina radar CW y solo se podrá calcular la velocidad del blanco a partir del desplazamiento Doppler producido por el movimiento de este. En cambio, si la señal enviada es una portadora modulada en frecuencia se llama CW-FM, y si se modula en fase se designa como CW-PM. En los casos en los que la portadora es modulada, a parte de la velocidad también podremos obtener la distancia a la que se encuentra nuestro blanco a partir del retardo temporal con el que recibimos la marca.

Se pueden utilizar dos antenas, una para transmisión y otra para recepción, o una sola si se incorpora un circulador.

Estos radares tienen una gran limitación: conseguir el suficiente aislamiento entre el transmisor y el receptor. La dificultad a la hora de aislar el transmisor del receptor se debe a que el primero emite con una potencia elevada y de forma continua, exigiendo aislamientos muy elevados. Por falta de aislamiento, una parte de la señal puede llegar al receptor, degenerando su comportamiento o incluso destruyéndolo.

Este problema no se encuentra presente en los radares de impulsos ya que en estos la señal recibida no coincide en el tiempo con la transmitida, obteniéndose grandes aislamientos.

A la hora de diseñar un sistema, dado un nivel de señal a la entrada del receptor y un nivel de aislamiento, la potencia transmitida estará limitada y, por tanto, también el alcance del sistema.

Gracias al procesamiento digital, los blancos se discriminan mediante un banco de filtros digitales (algoritmo de la transformada rápida de Fourier) de la señal de batido (mezcla de la señal transmitida y recibida).

Emplear dos antenas conlleva dificultades mecánicas y, además, si cada antena tiene una apertura de A_m^2 , una sola antena de apertura $2 \cdot A_m^2$ producirá una señal en el receptor cuatro veces mayor. Por estas razones los sistemas radar suelen emplear una sola antena.

En los radares de onda continua el uso de una única antena sólo es posible para sistemas de corto alcance, ya que el circulador tiene un aislamiento en torno a 30dB y, sobre todo, la desadaptación entre la antena y el circulador reduce el aislamiento drásticamente.

Cuando son necesarios alcances medios, se utilizan dos antenas separadas y construidas de tal manera que el acoplo mutuo sea mínimo. Otra solución que se ha empleado consiste en la inyección en el receptor de una señal en contrafase con la introducida por el transmisor, esta técnica presenta la dificultad de que es muy difícil mantener ajustados los circuitos

1.2.1. Ventajas y Desventajas del Radar de Onda Continua

Las ventajas de los radares de onda continua frente a los radares de impulsos son las siguientes:

- La potencia necesaria es mucho menor para un mismo alcance, por lo que son mucho más difíciles de detectar (características LPI).
- Son más simples y baratos, puesto que el receptor es de banda más estrecha y, para igual alcance, el transmisor es mucho más sencillo ya que la potencia de pico a emitir es mucho menor.
- No presentan las limitaciones de alcance mínimo ($R_{min} = \tau c/2$) típica de los radares pulsados, los cuales no reciben señal durante el tiempo de transmisión del pulso.
- Discriminan blancos fijos frente a móviles. En el radar de impulsos se precisan circuitos adicionales.

Por otro lado los inconvenientes que presentan son:

- Peor aislamiento entre el transmisor y el receptor debido a que trabajan simultáneamente, lo que limita la potencia transmitida y, por tanto, el alcance. Muchas veces es necesario el uso de dos antenas. Por eso se

suelen utilizar mayoritariamente en aplicaciones multiestáticas y de corto alcance.

- Es difícil eliminar el clutter cercano (el que llega con más intensidad).

Su uso está extendido en casos en los que el aislamiento no es importante como son sistemas de corto alcance (detector de intrusos, radar de tráfico...) o biestáticos (guiado semiactivo de misiles).

1.2.2. Radar Doppler CW

El Radar Doppler CW es la forma más simple y más eficiente para los casos en los que la velocidad y dirección del blanco en movimiento son los parámetros a medir. Se basa en el efecto Doppler que afecta a cualquier tipo de onda y dice lo siguiente:

Un frente de ondas, transmitido por un generador de ondas (sonido, microondas, luz...) golpea a un objeto en movimiento. Dependiendo de la dirección del movimiento de dicho objeto, el frente de ondas se comprime o se expande, lo que se traduce en un cambio de frecuencia. La señal desplazada en frecuencia y reflejada es sustraída de la señal transmitida original en un mezclador (mezclador homodino), resultando en una señal sinusoidal de una determinada frecuencia.

La estructura básica de un radar de este tipo es la siguiente:

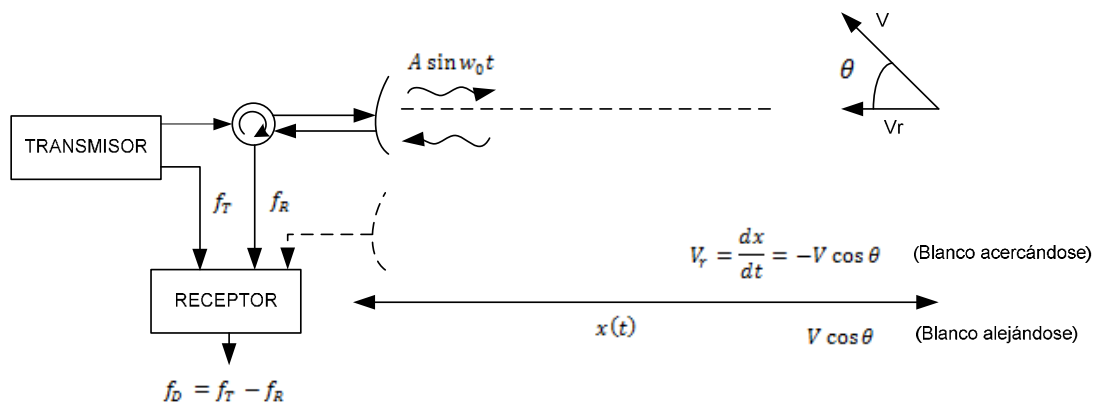


Figura 3. Estructura Básica Radar Doppler CW

La señal emitida por el transmisor es:

$$S(t) = A \cdot \sin (w_0 t) \quad (8)$$

Siendo $f_0 = \omega_0/2\pi$ la frecuencia transmitida.

La señal recibida será (siendo la velocidad del móvil mucho menor que la de la luz ($c \gg v_r$) :

$$r(t) = A' \sin \left[\omega_0 t - \frac{4\pi}{\lambda} x(t) \right] \quad (9)$$

Siendo $\lambda = \frac{c}{f}$ la longitud de onda de la señal.

Cuya frecuencia instantánea es:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} = \frac{\omega_0}{2\pi} - \frac{2}{\lambda} \frac{dx(t)}{dt} \quad (10)$$

Si el móvil se desplaza a velocidad constante:

$$x(t) = R_0 + v_r t \quad (11)$$

Siendo v_r la velocidad radial del blanco .

La frecuencia recibida será:

$$f_R = f_0 - \frac{2}{\lambda} v_r \quad (12)$$

El receptor obtiene la frecuencia doppler, es decir, la diferencia entre la señal transmitida y recibida.

$$F_{\text{Doppler}} = f_T - f_R = \frac{2}{\lambda} v_r \quad (13)$$

En definitiva:

$$F_{\text{Doppler}} = \frac{2f_0}{c} v_r = \pm v \cos \theta \quad (14)$$

Cómo aclaración el signo – indica blanco acercándose mientras que el signo + significa blanco alejándose.

Como se puede observar en la Figura 3, θ es el ángulo que se forma entre la dirección del vehículo y la dirección de la velocidad radial. θ es el parámetro que indica si el blanco se está alejando o se está acercando.

En definitiva, este tipo de radar nos permite detectar el blanco y determinar su velocidad radial, pero no la distancia al blanco.

$$v_r = \frac{c}{2f_0} F_{Doppler} \quad (15)$$

De hecho, únicamente la componente paralela del vector de Pointing de la conexión directa sensor-objeto puede ser calculada. La fórmula matemática es la siguiente:

$$F_{Doppler} = 2f_0 \frac{v}{c_0} \cos\theta \quad (16)$$

Dónde:

- $F_{Doppler}$ corresponde a la frecuencia Doppler o frecuencia diferencia
- f_0 es la frecuencia transmitida por el radar
- v velocidad del objeto en movimiento
- c_0 velocidad de la luz en el vacío ($3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$)
- θ ángulo formado por la dirección del movimiento y la línea que conecta el sensor y el blanco

Para el caso de una frecuencia de transmisión de 24 GHz cómo es la seleccionada en este Proyecto, se obtiene la siguiente fórmula simplificada:

$$F_{Doppler} = 44 \frac{\text{Hz}}{\frac{\text{Km}}{\text{h}}} v \cos\theta \quad (17)$$

A partir de esta fórmula se puede calcular fácilmente la frecuencia Doppler esperada así como predecirse la banda de paso del amplificador de IF (Frecuencia intermedia).

En resumen, la velocidad de un objeto puede ser calculada a partir de su frecuencia Doppler (en un sistema analógico contando los pasos por cero y en un sistema digital por medio de la FFT) considerando el ángulo de su vector de movimiento.

El radar Doppler CW más conocido y a su vez el más impopular es el radar de tráfico. Este tipo de radares tiene que ser ajustado de forma precisa para que forme un ángulo concreto entre el sensor y la carretera y no se produzcan errores de medida.

En siguientes capítulos de este proyecto se detallará el proceso de acondicionamiento de señal necesario antes del procesado en el DSP.

Los sensores radar tienen la gran ventaja de que proporcionan información acerca de la dirección del movimiento (acercándose o alejándose) simplemente utilizando dos mezcladores que están separados un cuarto de la longitud de onda, los llamados mezcladores I (En Fase) / Q (Cuadratura).

1.2.3. Radar Doppler FMCW

1.2.3.1. Detección de Objetos Estacionarios: Radar Pulsado

En el caso de la medida de la posición y por lo tanto la distancia de un objeto estático o en movimiento es la prioridad, el radar pulsado es la solución obvia.

Simplemente es suficiente con medir el retardo temporal entre un pulso transmitido y la recepción del pulso reflejado. Debido a que el paquete pulsos viaja a la velocidad de la luz y cubre la distancia entre el sensor y el objeto dos veces, un objeto a una distancia de 1 metro provocaría un retardo de 6 nanosegundos.

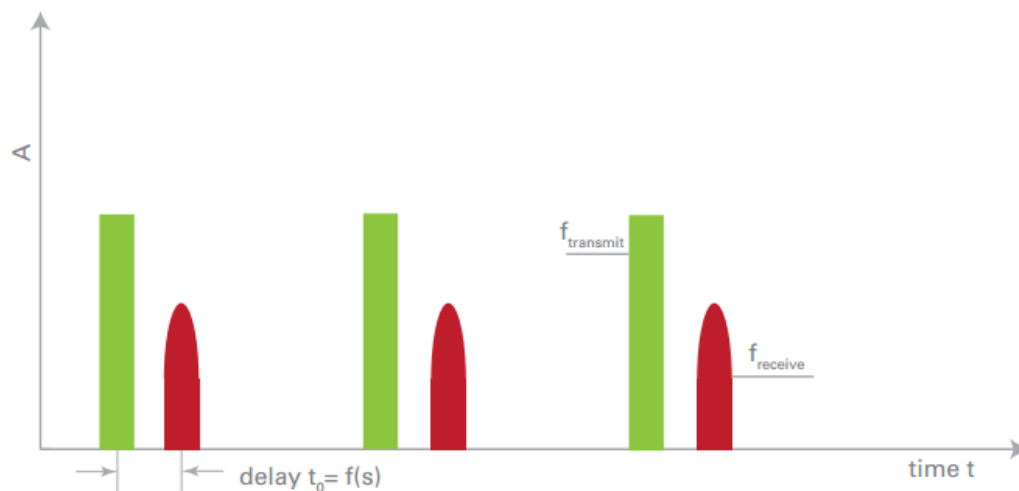


Figura 4. Representación temporal de la señal transmitida y recibida por un radar pulsado.

Para obtener una buena resolución en las distancias cortas, esos pulsos deben de ser muy cortos, lo que requiere un enorme ancho de banda. Esto hecho no es del agrado de las autoridades reguladoras y prácticamente nunca es permitido.

De forma general, esta aproximación sirve para evaluar la distancia o rango de los objetos primariamente. La información acerca de la velocidad sólo puede ser obtenida por la derivada temporal ds/dt de una variedad de valores de distancia medidos.

1.2.3.2. Detección de Objetos Estacionarios: Radar FMCW

El radar FMCW (Frecuencia Modulada Onda Continua) representa una aproximación diferente para la detección de objetos estacionarios.

La estructura básica de un radar FMCW difiere muy poco de la del radar CW.

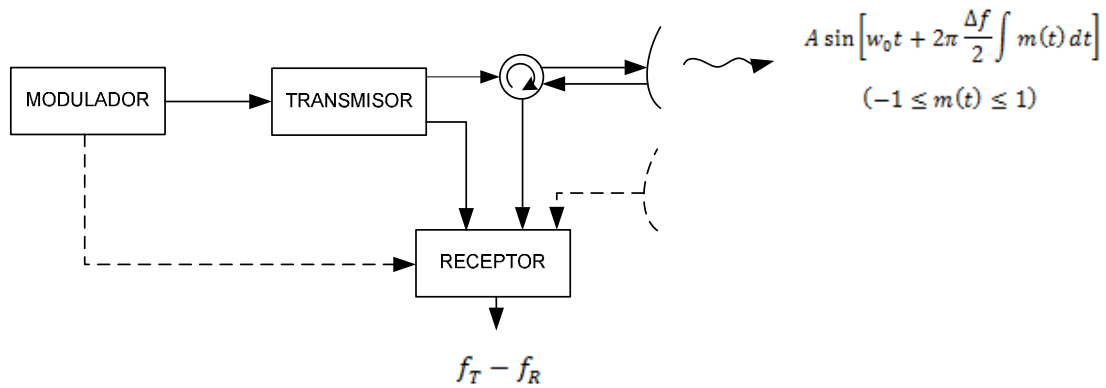


Figura 5. Estructura básica Radar FMCW.

De forma contraria al radar pulso, en este caso se transmite una onda electromagnética de forma continua con una variación de su frecuencia en función del tiempo. De la misma manera, la señal reflejada sufre un retardo temporal respecto a la transmitida y difiere ligeramente en términos de frecuencia ya que la señal transmitida se ha movido durante ese tiempo.

La señal transmitida tiene la siguiente expresión:

$$S(t) = A \sin \left[w_0 t + 2\pi \frac{\Delta f}{2} \int m(t) dt \right] \quad (18)$$

Es decir una portadora modulada en frecuencia por una señal $m(t)$ que produce una desviación de frecuencia, pico a pico Δf .

La señal recibida será de la forma:

$$r(t) = A \sin \left[w_0 \left(t - \frac{2R}{c} \right) + 2\pi \frac{\Delta f}{2} \int m \left(t - \frac{2R}{c} \right) dt \right] \quad (19)$$

Si el blanco está inmóvil:

$$f_T = f_0 + \frac{\Delta f}{2} m(t) \quad (20)$$

$$f_R = f_0 + \frac{\Delta f}{2} m\left(t - \frac{2R}{c}\right) \quad (21)$$

$$f_T - f_R = \frac{\Delta f}{2} \left[m(t) - m\left(t - \frac{2R}{c}\right) \right] \quad (22)$$

Conocida la forma de onda y Δf , la expresión anterior permite determinar R a partir de la medida de $f_T - f_R$. Sin embargo, $f_T - f_R$ es una función que depende del tiempo, por ello el sistema deberá determinar su máximo o su valor medio, cantidades que son proporcionales a R.

Si el blanco está en movimiento con una velocidad radial v_r constante, se pueden utilizar distintas señales moduladoras.

$$f_T - f_R = \frac{\Delta f}{2} \left[m(t) - m\left(t - \frac{2R}{c}\right) \right] + \frac{2f_0}{c} v_r \quad (23)$$

El esquema de modulación más sencillo de radar FMCW es el diente de sierra que se muestra en la siguiente figura.

Es inmediato demostrar que si f_b es el máximo de $|f_T - f_R|$, la distancia del radar al blanco es:

$$R = \frac{c f_b}{4 f_m \Delta f} \quad (24)$$

Dónde:

- f_b corresponde a la diferencia de frecuencia
- Δf es la desviación de frecuencia
- $f_m = \frac{1}{T_m}$ es la frecuencia de la modulación en diente de sierra
- c_0 velocidad de la luz en el vacío ($3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$)
- R es la distancia del objeto detectado

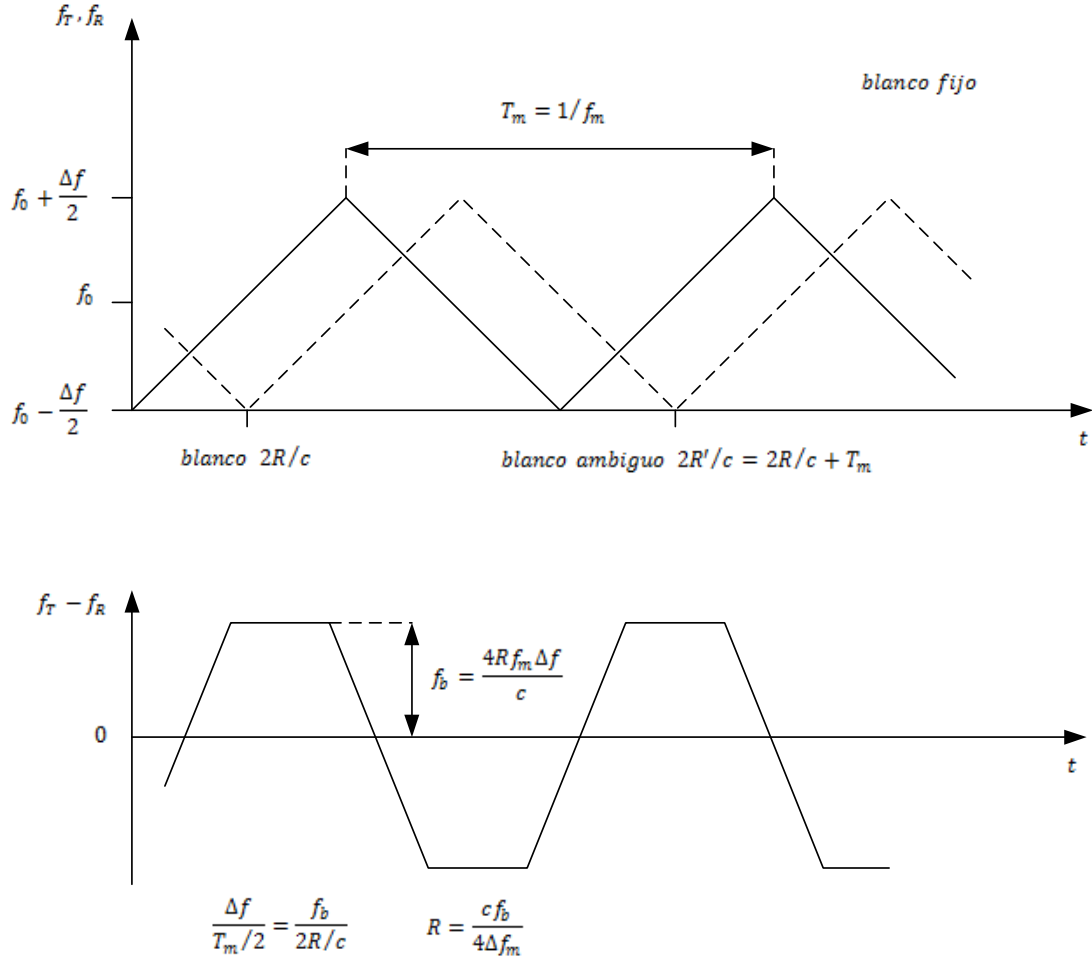


Figura 6. Representación temporal de la señal TX y RX por un radar FMCW con modulación en diente de sierra.

También es fácil comprobar gráficamente que la máxima distancia no ambigua es dependiente del periodo de repetición de la señal moduladora.

$$R_m = \frac{c}{2f_m} \quad (25)$$

Relativo a la banda de 24 GHz, está permitido una desviación de frecuencia de 250 MHz. Mediante procesado simple se puede obtener una distancia mínima de entre 2 y 3 metros. En el caso de un procesado complejo y la utilización de un DSP se pueden obtener distancias menores. Por otra parte, este tipo de radar tiene una gran zona de ambigüedad debido a que el período del diente de sierra se puede elegir tan alto como se quiera lo que da lugar al radar FMCW con modulación triangular.

1.2.3.3. Detección de Objetos en Movimiento: Radar FMCW

Desde un punto de vista matemático, el cálculo de la velocidad y la distancia de un objeto representan la solución a un sistema de ecuaciones con dos incógnitas. Para obtener la solución, se necesitan plantear dos ecuaciones.

La solución al problema se obtiene mediante un esquema de modulación triangular. Si el blanco está en movimiento, el desplazamiento doppler produce una traslación de la onda trapezoidal, tal como se indica en la Figura 7, y puede obtenerse la distancia y la velocidad del blanco promediando.

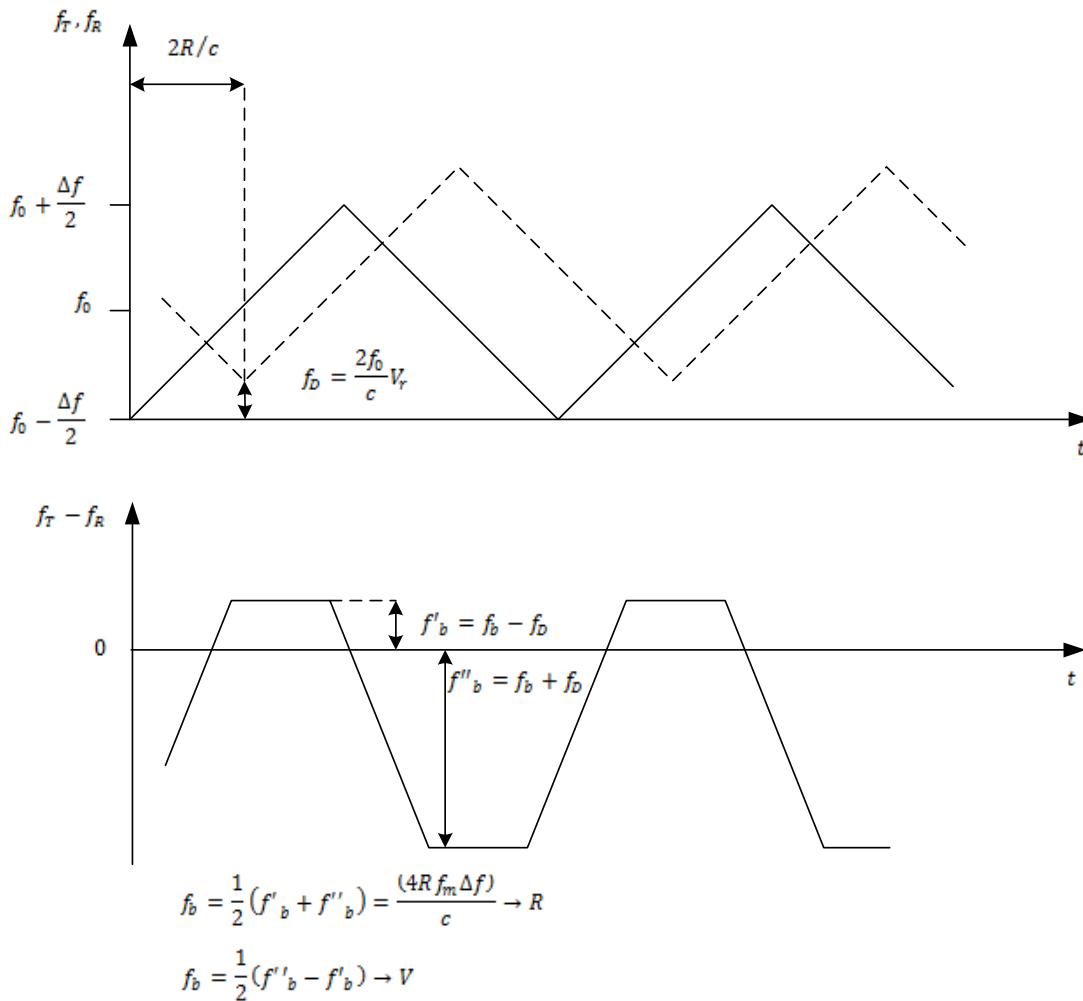


Figura 7. Representación temporal de la señal TX y RX por un radar FMCW con modulación triangular.

En la zona correspondiente a la rampa de subida, a la frecuencia recibida se le suma un desplazamiento en frecuencia correspondiente al efecto Doppler del movimiento y otro debido al efecto del retardo de la medida de distancia por lo que se restan entre

sí. En la zona de la rampa de bajada estos efectos provocan que se sumen ambas frecuencias.

$$f_{Diff_subida} = |f_{Dist} - f_{Dopp}| \quad (26)$$

$$f_{Diff_bajada} = |f_{Dopp} + f_{Dist}| \quad (27)$$

Dónde:

- f_{Diff_subida} corresponde a la diferencia de frecuencia recibida en la rampa de subida
- f_{Diff_bajada} corresponde a la diferencia de frecuencia recibida en la rampa de bajada
- $f_{Doppler}$ corresponde al desplazamiento Doppler producido por el objeto en movimiento
- f_{Dist} corresponde al desplazamiento en frecuencia de la señal recibida causado por la distancia entre el sensor y el objeto

La solución al sistema de las dos ecuaciones anteriores da lugar a los valores de distancia y velocidad radial que se muestran a continuación:

$$R = \frac{c}{4f_m \Delta f} \cdot \frac{f_{Diff_subida} + f_{Diff_bajada}}{2} \quad (28)$$

$$V_r = \frac{c}{2f_0} \cdot \frac{f_{Diff_subida} + f_{Diff_bajada}}{2} \quad (29)$$

1.3. Usos y aplicaciones del Radar Doppler

Los distintos tipos de radares Doppler expuestos tienen multitud de aplicaciones aparte de los ampliamente conocidos radares de detección de velocidad.

Entre las aplicaciones industriales se encuentran las siguientes:

- Eficiencia energética mediante el ajuste de la intensidad de alumbrado en calles, oficinas o industrias a partir de la detección de objetos o movimiento en el área de interés.
- Medición de alta resolución del nivel de llenado de tanques o silos ya que el sistema no se ve afectado por salpicaduras de líquido o polvo en los sensores de medida.
- Sistemas de apertura de puertas que pueden distinguir entre alguien que se acerca a la puerta o un transeúnte.
- Alarmas de intrusión, ya que estos sistemas pueden detectar en un área mayor que los sistemas infrarrojos utilizados comúnmente.

Desde hace unos años se ha extendido el uso de estas aplicaciones en el mundo de la automoción para mejorar la seguridad. Entre los sistemas embarcados se encuentran los siguientes:

- Control de crucero adaptativo.
- Detección de ángulo muerto.
- Sistema Alerta Anti-Colisión
- Sistema Stop and Go

La mayoría de estos sistemas utilizan las bandas de 76/77 GHz debido a las limitaciones de espacio en los sistemas embarcados así como las limitaciones en el consumo energético.

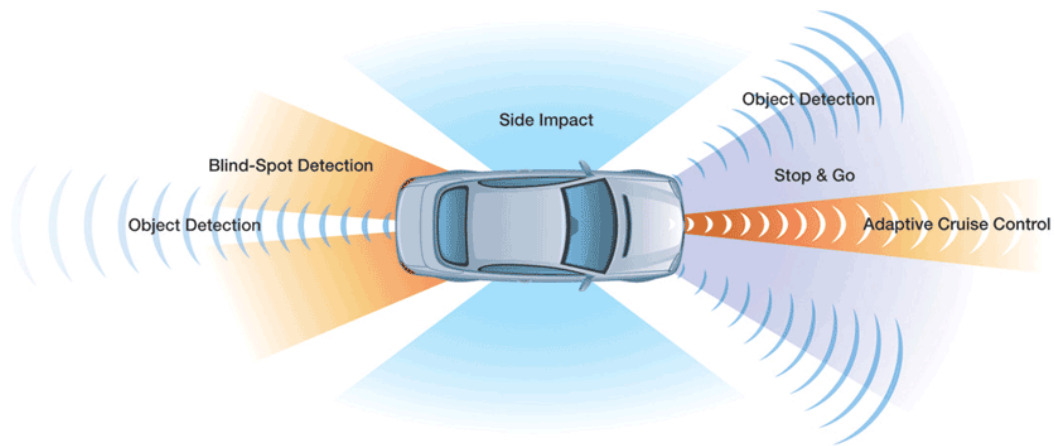


Figura 8. Aplicaciones Radar utilizadas en Automoción.

Por último, las más extendidas en la actualidad son las aplicaciones relacionadas con el tráfico como son:

- Radar Detección de Velocidad.
- Control de Intensidad de Tráfico.
- Detección de Vehículos, etc...

1.4. Radar Doppler de Detección de Velocidad

En este Trabajo de Fin de Máster nos vamos a centrar principalmente en la aplicación del radar Doppler como Radar de Detección de Velocidad. En este apartado se va a describir la arquitectura genérica de un radar de este tipo, sus principales parámetros de diseño así como un repaso a los sistemas comerciales actuales.

1.4.1. Historia del Radar de Detección de Velocidad en España

Fue en la década de los 50 cuando se empezó a generalizar la vigilancia en carretera. En aquella época no había radares y los agentes tomaban como referencia su propia velocidad para denunciar. [6]

Los primeros cinemómetros tipo radar capaces de determinar la velocidad de un vehículo a través de microondas, se pusieron en marcha en 1968. Eran pesados y grandes, tenían que ir transportados en los portaequipajes de los R-10 y los Seat 124 familiares, y operaban en estático con el coche patrulla fuera de la calzada, en tramos llanos para que funcionaran correctamente. Estos controles se solían ubicar en tramos peligrosos que cada unidad ya tenía identificados: el agente que operaba el radar elegía la ubicación concreta en función del tráfico y configuraba el equipo introduciendo a mano los datos del control (velocidad del tramo, hora y punto kilométrico). Dentro del coche los agentes tenían que cubrir las cámaras con una manta negra para cambiar los rollos sin que se velaran.

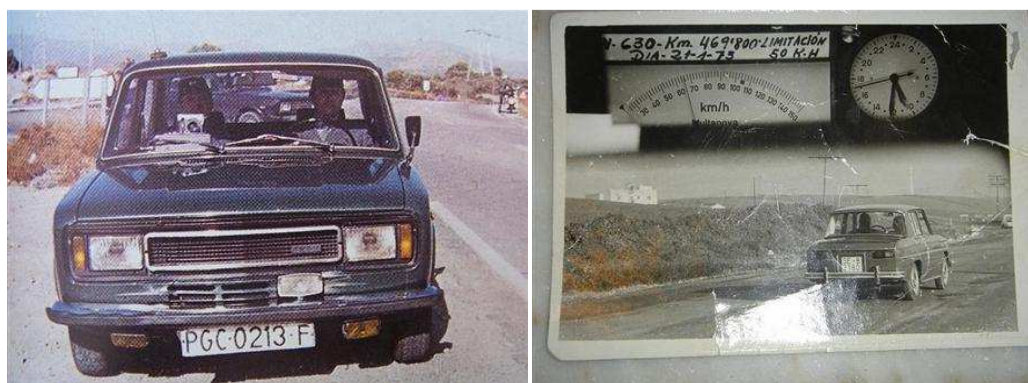


Figura 9. Ejemplo de Radares en la España de los años 60.

Durante los años 70 y 80 los equipos menguaron en tamaño y mejoraron en prestaciones y fiabilidad: eran capaces de discriminar vehículos en distintos sentidos de la circulación y se podían utilizar tanto en estático como en movimiento. Progresivamente, los componentes digitales fueron sustituyendo a los analógicos e hicieron más fácil el trabajo de los agentes.

Las mejoras han sido continuas. En la última década ha habido dos grandes avances en los equipos portátiles de vigilancia de velocidad. Por un lado, los sistemas de medición por láser, que proyectan varios rayos transversales a la carretera y miden la velocidad de los vehículos que los “cortan” al pasar; además, estos cinemómetros también pueden operar dentro de vehículos en movimiento. Y por otro lado, desde 2004 se comenzaron a sustituir las cámaras fotográficas de revelado tradicional por las cámaras digitales, que permiten a los agentes comprobar al instante la calidad de las imágenes en un monitor y la gestión informática de las mismas para la emisión de las denuncias.

A partir de 2004, los radares fijos toman sitio en las carreteras españolas y amplían la labor de vigilancia de los agentes: en 2005 no había más de diez radares fijos; en 2010 hay cerca de 300 en 550 puntos de control.

1.4.2. Arquitectura de un Radar Doppler de Detección de Velocidad

Todos los principios expuestos anteriormente pueden ser implementados de una forma relativamente simple y clásica a partir de un front-end radar. La parte del mezclador realiza la conversión en frecuencia de la señal recibida. Esta conversión se realiza hacia una frecuencia intermedia (IF) o muy cercana a 0 Hz. Las técnicas de conversión en frecuencia usadas en receptores superheterodinos en los cuales la señal recibida se convierte a una frecuencia intermedia de decenas de Megahercios no son usadas en este tipo de radar. Por supuesto, esto significa que este tipo de sensores radar tienen un rango dinámico limitado (debido a la cercanía del relativamente al $1/f$ ruido de la portadora). Sin embargo, esto debe ser entendido como un compromiso entre una solución compleja y una solución económica.

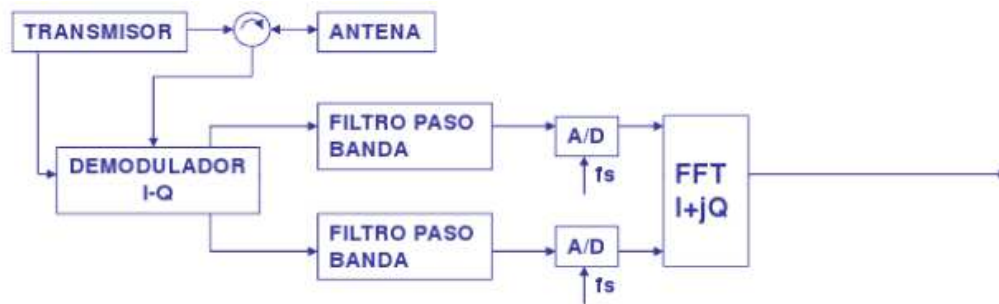


Figura 10. Diagrama Bloques Radar Tráfico con Demodulador I-Q.

A la salida del mezclador, un demodulador I-Q obtiene las componentes en fase y cuadratura de la señal recibida. Estas componentes son la entrada para la cadena de amplificación y filtrado previo a la digitalización de las señales recibidas en los conversores analógicos digitales (A/D's). Las muestras obtenidas de estos conversores se procesan utilizando una FFT compleja para obtener el valor de frecuencia Doppler.

En el caso anterior, se usaba una sola antena para transmisión y recepción, sin embargo, el uso de dos antenas es recomendable ya que proporciona mayor sensibilidad e incrementa el aislamiento del mezclador (esto es específicamente importante para los radares FMCW). Lógicamente, esto da lugar a un deterioro en la sensibilidad ya que la señal recibida alimenta ambas partes, el receptor y parcialmente el camino de transmisión lo que produce pérdidas.

1.4.3. Parámetros Operativos de un Radar de Detección de Velocidad

Este tipo de sistemas son utilizados por las fuerzas de seguridad del estado para control de velocidad de vehículos así como control y estadísticas de tráfico. Por este motivo se ha realizado una normalización de la gran mayoría de sus parámetros eléctricos y operativos. [7]

Las bandas de frecuencia en las que han ido trabajando los radares de tráfico son las siguientes:

Banda de Frecuencia	Frecuencia Central (GHz)
X	10.52
K	24.125
KA	34.3

Tabla. III. Frecuencia Radares de Tráfico.

Con el avance de la tecnología, la frecuencia de trabajo ha ido aumentando para conseguir que el tamaño de las antenas empleadas sea cada vez menor. En España, la mayoría de los radares de tráfico utilizados emplean las bandas K y Ka, es decir, frecuencias de transmisión de 24,125 GHz y 34,3 GHz. El prototipo de radar sobre el que se basa este proyecto emplea la banda K.

Para este tipo de aplicaciones las potencias son de valores muy bajos, ya que el alcance requerido para este tipo de aplicación es unas decenas de metros. Por lo tanto el consumo de potencia será mínimo. Este valor también está normalizado y es 0 dBm.

Los parámetros que caracterizan a las antenas transmisora y receptora, también están normalizados. Las antenas emplean el mismo diagrama de radiación, el cual tiene la misma anchura en azimut y en elevación, 5° según se especifica en la norma vigente para estos sistemas. Además el nivel de lóbulos secundarios debe ser 15 dB inferior al nivel del lóbulo principal.

El máximo del diagrama de radiación se encuentra en un ángulo de incidencia de la señal sobre el blanco de 22°. Estos valores se fijan para que el diagrama de radiación empleado en los radares de tráfico pueda aislar los blancos espacialmente.

Los errores en la medida de la velocidad en los radares de tráfico actuales, también están normalizados y tienen los siguientes valores. Cuando la velocidad medida es menor de 100Km/h se debe tener una precisión en la medida mejor que 1Km/h. Y cuando la velocidad medida es mayor de 100Km/h, la precisión debe ser mejor que el 1%.

Otro aspecto que también está normalizado para todos los sistemas que se pueden encontrar en el mercado, es el rango de velocidades que se pueden medir en

los radares de tráfico. Este rango va desde una velocidad mínima de 15Km/h hasta una velocidad máxima de 300Km/h.

1.4.4. Sistemas Comerciales de Detección de Velocidad

A continuación, se van a exponer algunos ejemplos de Radares comerciales de de detección de velocidad.

1.4.4.1. Radar Multanova 6F

El primer sistema que se va a comentar, es el radar de tráfico Multanova 6F desarrollado en Suiza por la empresa Multanova, por ser el más usado con gran diferencia en el territorio español. Se estima que hay en España unos 500 en operación. [8]

Este sistema solo obtiene la medida de la velocidad radial de los blancos, para ello necesita una distancia de unos 6.5m de velocidad constante, para validar la medición de la velocidad radial del vehículo infractor. Se suele instalar a una distancia muy corta (unos 80m), para que la fotografía del vehículo infractor salga correctamente.

El rango de medición de la velocidad radial va desde los 20km/h hasta los 250km/h. Con un error del 3% cuando la velocidad del vehículo es superior a los 100km/h. Además en este radar se puede configurar el sentido de circulación del tráfico que se quiere medir y permite realizar medidas selectivas en los carriles de circulación incluso desde puentes.

El transmisor del radar Multanova 6F, funciona en la banda de frecuencias Ka, como casi todos los radares de tráfico en España. La potencia de transmisión es muy baja y regulable por el operador en un intervalo de [0.2mW, 0.5mW], lo que hace que el sistema radar sea más difícil de detectar que otros radares de tráfico del mercado y tenga menos consumo. Como antena se emplea un reflector parabólico, cuyo ángulo de incidencia donde se encuentra el máximo del diagrama de radiación es de 22°.

Este radar se puede usar tanto como radar fijo, como móvil para el control de la velocidad en el tráfico fluido. El ángulo de medición de la antena, el ángulo fotográfico de la cámara fotográfica y el ángulo del flash se determinan de forma automática.



Figura 11. Multanova 6F.

1.4.4.2. Radar TraffiStar SR590

Este nuevo radar de tráfico desarrollado por la empresa Multanova, está basado en la nueva tecnología radar de rastreo 3D. Con la cual con un solo sensor radar se puede controlar simultáneamente a varios vehículos en hasta cuatro carriles de circulación. Esta nueva tecnología no requiere acción en la carretera y permite un uso flexible de la inserción de la tecnología robótica. Al incluir esta técnica de rastreo se añade la posibilidad de medir la distancia de los vehículos. [9]

El sensor de rastreo 3D, está compuesto por una antena plana que funciona a una frecuencia de 24.1GHz. En este sensor se aplica procesado DSP de alto rendimiento, con una evaluación optimizada para los algoritmos aplicados.

El sistema de medición determina la velocidad, y la distancia del vehículo. El rango de medición en distancia llega hasta los 100m. El principio de funcionamiento del sensor es detectar y rastrear la posición y la velocidad de cada vehículo durante su tránsito por el haz del sistema radar.

El rastreo del sensor tiene un ángulo de cobertura horizontal de 20°. Todos los demás parámetros del sistema cumplen con todas las características de un sistema de radar de tráfico convencional. Se aplican en el procesado de señal, métodos estadísticos específicos, que permiten al sensor 3D de alta resolución realizar mediciones de distancia y velocidad de varios vehículos, para llevar a cabo el seguimiento de su ubicación.



Figura 12. TraffiStar SR590.

1.4.4.3. Radar Ranger EZ

El radar de tráfico Ranger EZ, desarrollado por la empresa MPH, es capaz de medir la velocidad y la distancia del vehículo. Además combina la facilidad de uso y capacidad de medición de un radar de tráfico convencional con la identificación de objetivos. El radar de tráfico Ranger EZ utiliza la frecuencia Doppler para medir la velocidad, pero con un haz de microondas especial, puede calcular la distancia exacta a la que se encuentra el blanco, lo que permite un mejor seguimiento e identificación de los vehículos infractores. [10]

Con el radar de tráfico Ranger EZ se puede medir e identificar con mucha precisión al blanco de mayor velocidad y al blanco más cercano, las distancias relativas entre ambos blancos, la dirección de blancos en movimiento y blancos en direcciones opuestas de circulación.

El radar de tráfico Ranger EZ, está diseñado para medir todos los vehículos que se encuentran en el haz del radar, y continuamente informar de la distancia y de la velocidad del vehículo más rápido y del más cercano al radar de tráfico, hace un proceso de identificación de blancos.

El radar Ranger EZ minimiza el número de falsas alarmas mediante el filtrado de las señales procedentes de los vehículos de gran tamaño, los cuales están lejos de ser infractores y se centran en los que se encuentran cerca del vehículo patrulla.

Este sistema no presenta las desventajas de otros detectores de distancia, basados en tecnología láser los llamados Lidar y con los cuales también se puede medir la distancia de los vehículos. Estos necesitan mucha precisión en el apuntamiento del láser, solo pueden medir un vehículo y son más sensibles a las condiciones meteorológicas adversas.

El radar funciona en la banda K, a una frecuencia de trabajo de 24.125GHz, el transmisor del sistema radar se trata de un diodo Gunn de estado sólido con una potencia de salida nominal de 2mW a 30mW. Como mezclador emplea un diodo Shottky de barrera.

La densidad de potencia radiada es menor de 2mW/cm² a 5cm de distancia de la antena del sistema.

El margen de medición de la velocidad radial cuando el sistema está fijo va desde 16km/h a 322km/h. Cuando el radar funciona como radar móvil dicho margen es diferente y va desde 6.5km/h hasta los 193km/h.



Figura 13. Ranger EZ.

1.4.4.4. Radar Cirano 500

El sistema radar CIRANO-500 desarrollado por la empresa española Indra Sistemas, se trata de un radar que proporciona control de la velocidad de los vehículos, así como información estadística del tráfico.

El sistema tiene como objetivo cubrir todas las funcionalidades típicas de un cinemómetro junto con los de una estación de seguimiento de datos de tráfico, y

además permitir la conexión simultánea con la funcionalidad de centro de control, a los que suministra información sobre sanciones y gestión del tráfico.

El CIRANO-500 incorpora la más moderna tecnología radar con la última generación de equipamiento electrónico basado en software a tiempo real. Usa la integración de diferentes tecnologías innovadoras en un sistema de alto rendimiento, donde la característica principal es la medición de la velocidad. Se basa en los diseños originales, utilizando las tecnologías probadas, como el sistema de medición de la velocidad del efecto Doppler, combinado con técnicas de visión artificial para grabar números de placas de vehículos y las tecnologías de comunicación e interfaces que permitan la integración de los equipos en redes IP.

Es un radar de onda continua (CW). Dicho sistema trabaja en la banda Ka, también conocida como la banda de ondas milimétricas. El valor de la frecuencia transmitida es de 34.3GHz, tal como está normalizado para los radares de tráfico que operan en esa banda en España.

El sistema utiliza la estructura de una sola antena, ya que se emplea la misma antena para transmitir y recibir. La potencia transmitida por la antena es de -3 dBm lo que se corresponde con 0.501 W. Con un diagrama de radiación que tiene la misma anchura del haz en azimut y en elevación, cuyo valor de ancho de haz es de 5°.

Cabe destacar que los errores que comete el sistema en la medida de la velocidad, están normalizados a los valores del resto de sistemas con prestaciones similares que se pueden encontrar en el mercado. Cuando la velocidad medida es menor de 100Km/h se debe tener una precisión en la medida mejor que 1Km/h. Y cuando la velocidad medida es mayor de 100Km/h, la precisión debe ser mejor del 1%.

El rango de velocidad que puede medir el sistema CIRANO-500, también está normalizado. Y va desde una velocidad mínima de 20Km/h hasta una velocidad máxima de 300Km/h. A partir de dicho rango se puede calcular el rango de frecuencias Doppler que puede medir el sistema CIRANO-500. El rango de frecuencias Doppler medibles va desde una frecuencia mínima de 1.27KHz hasta una frecuencia máxima de 19.06KHz.



Figura 14. Radar Cirano 500.

2 DISEÑO

PROTOTIPO RADAR

DOPPLER CW

2.1. Introducción

En esta parte del TFM se va a explicar el proceso de diseño realizado para conseguir un prototipo HW de radar Doppler CW en la banda de 24 GHz. Este prototipo constituye la base de un sensor para un radar de detección de velocidad. [11]

Para ello se va a utilizar una placa de evaluación del transceptor BGT24MTR11 del fabricante Infineon así como la placa de evaluación del sintetizador de frecuencia HMC702 del fabricante Hittite. Estos dos componentes, como se explicará más adelante, van a constituir el núcleo del radar.

Para su funcionamiento, estos dos componentes necesitan de unas tensiones de alimentación específicas y de una adecuada programación vía serie para su correcto funcionamiento. Para ello, se va a diseñar un PCB que se encargará de generar las tensiones de +5V y + 3,3V a partir de una tensión de alimentación de +12V de entrada. El PCB cuenta con un microcontrolador PIC16F716 del fabricante Microchip.

Por último, este PCB se encargará de amplificar y filtrar las señales de vídeo obtenidas en la salida del transceptor para su correcto análisis y medida en el osciloscopio.

2.2. Diagrama de Bloques Prototipo Radar Doppler CW

En este apartado, se muestra un diagrama de Bloques del prototipo de Radar Doppler CW diseñado. El objetivo de este diagrama es proporcionar una visión de conjunto del prototipo así como mostrar las conexiones entre los distintos bloques o subcircuitos que componen el prototipo. En apartados posteriores, se detallará la función de cada uno de los componentes así como el proceso de diseño seguido hasta su obtención.

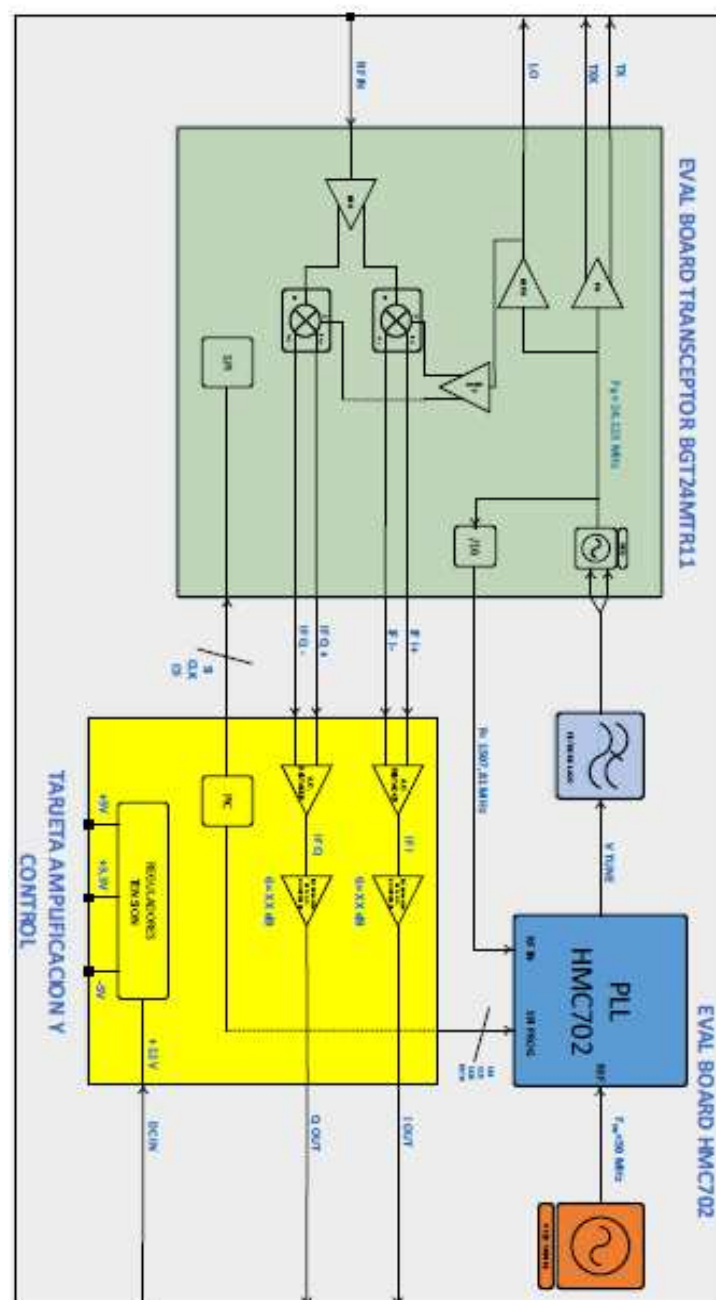


Figura 15. Diagrama Bloques Prototipo Radar Doppler.

2.3. Transceptor BGT24MTR11

El BGT24MTR11 es un MMIC basado en la tecnología de construido en Silicio-Germanio para la generación de señal y la recepción, operando en la banda de frecuencia que va desde los 24 a los 26 GHz. Se basa en un oscilador controlado por tensión a la frecuencia fundamental de 24 GHz. [12][13][14]

La salida de RF principal entrega una potencia típica de +11 dBm para alimentar una antena además se proporciona una salida auxiliar de LO para proporcionar una señal de oscilador a componentes externos de recepción.

En la parte de recepción un LNA proporciona una baja figura de ruido y un filtro RC polifásico (PPF) es usado para la generación de la fase y cuadratura de las señales resultantes en la conversión de frecuencia realizada en el mezclador homodino.

Además este circuito integrado incluye sensores de potencia transmitida así como un sensor que temperatura para procesos de monitorización.

El dispositivo se programa vía SPI es fabricado en tecnología de SiGe de 0.18um proporcionando una frecuencia de corte de 200 GHz.



Figura 16. BGT24MTR11.

La siguiente figura muestra el diagrama de bloques del transceptor BGT24MTR11:

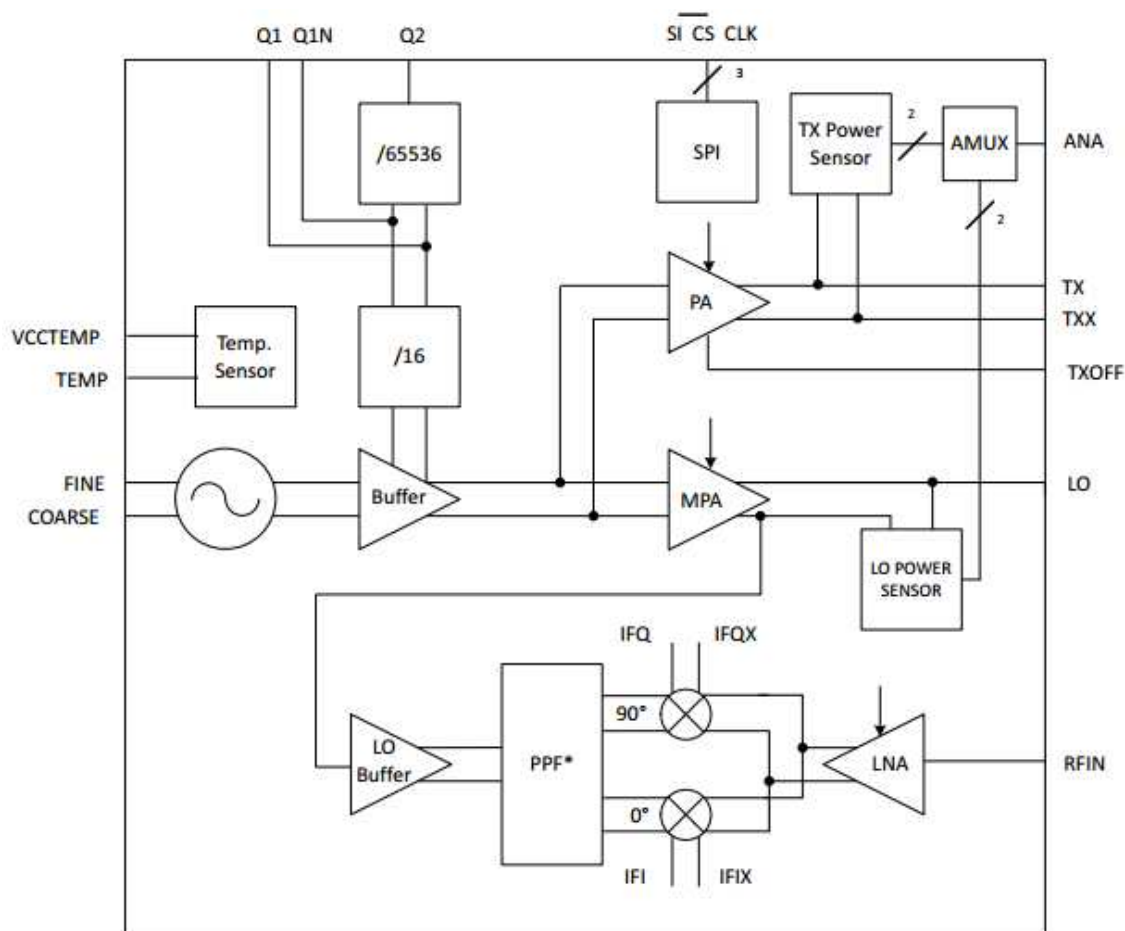


Figura 17. Diagrama de Bloques BGT24MTR11.

A continuación se procederá a una explicación detallada de cada uno de los subsistemas que se integran en el transceptor.

2.3.1. VCO (Oscilador controlado por Tensión)

La generación de señal en el integrado BGT24MTR11 consiste en un oscilador “free-running” con dos entradas de tensión de ajuste seguidas de un amplificador buffer para reducir los efectos del “pulling”. El “pulling” consiste en la variación que experimenta la frecuencia de salida de un oscilador ante variaciones en la carga.

Además, cuenta con dos salidas de prescaler que hacen posible la monitorización de la frecuencia transmitida. El primer prescaler divide la frecuencia transmitida por 16 mientras que el segundo prescaler divide la frecuencia anterior por

65536. Cómo se ve en el diagrama de bloques del apartado 2.2, la salida de prescaler /16 se usa como frecuencia de entrada para la comparación del PLL.

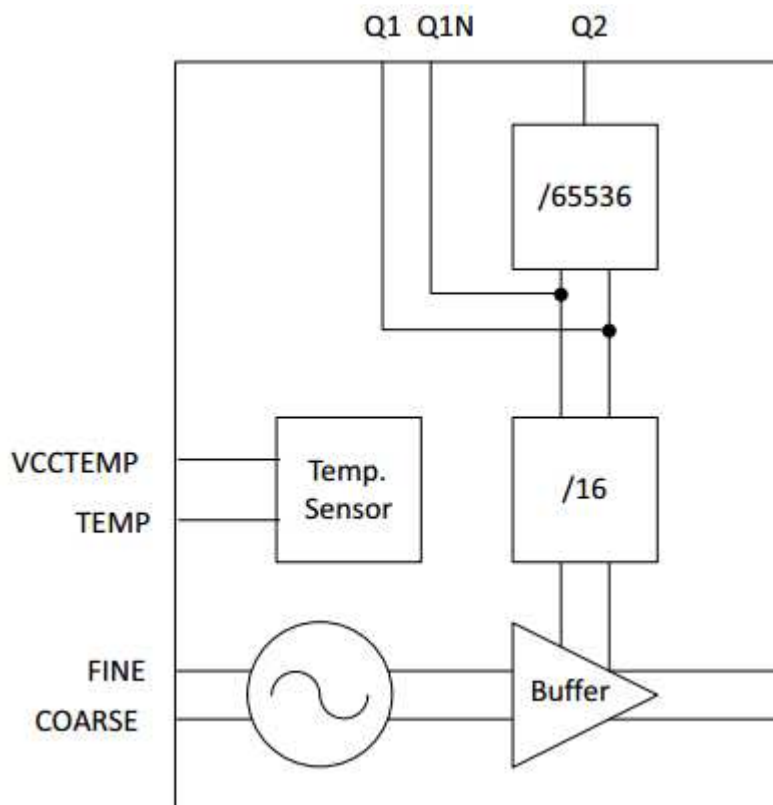


Figura 18. Vista Detallada VCO BGT24MTR11.

El transceptor BGT24MTR11 tiene dos entradas para el ajuste de la frecuencia de oscilación del VCO, FINE (pin 4) y COARSE (pin 5). Ambas entradas pueden usarse independientemente para ajustar la frecuencia de salida. Como su nombre indica, COARSE o grueso, tiene una pendiente de ajuste más pronunciada que FINE.

Si sólo hay disponible una tensión de ajuste, como es el caso del prototipo diseñado, es posible conectar ambos pines a la fuente de tensión disponible. La sensibilidad de ajuste será la suma de las sensibilidades de los respectivos pines.

Es posible cubrir la totalidad de la banda 24 GHz con tensiones de ajuste entre 0.5 y 3.3 V.

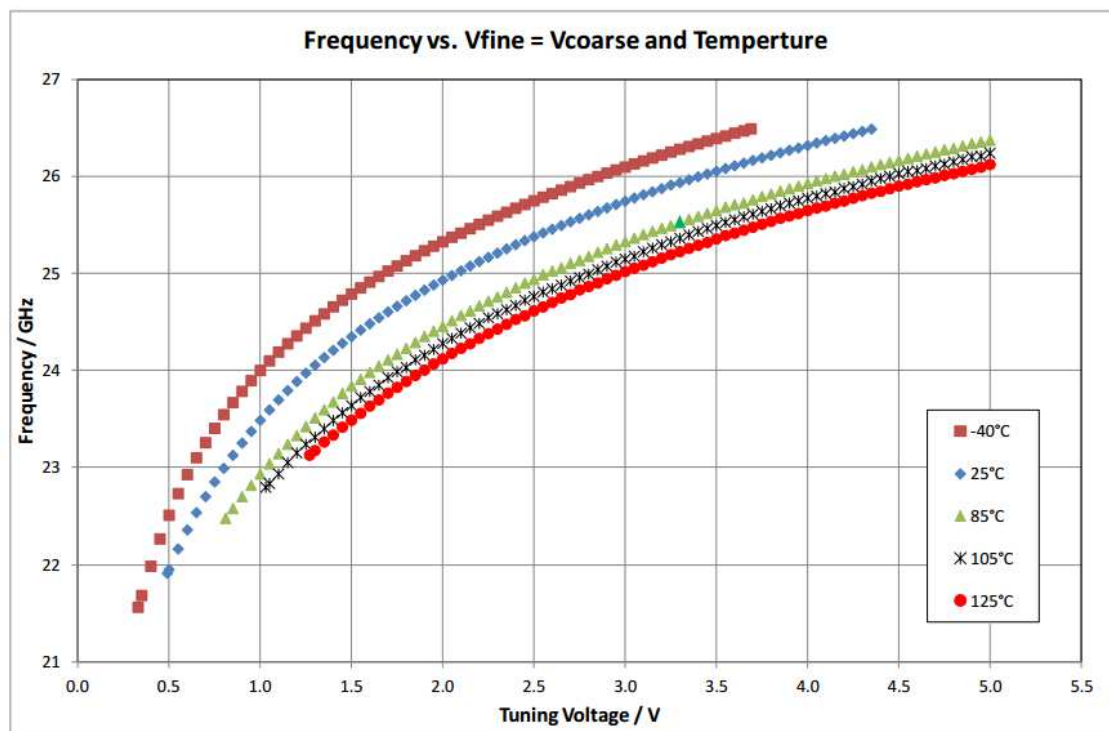


Figura 19. Frecuencia Vs Tensión VCO BGT24MTR11.

2.3.1.1. Prescalers

El transceptor BGT24TR11 tiene dos prescalers en cascada integrados. El primer prescaler divide la frecuencia de oscilación por un factor de 16, el segundo reduce esa salida por 65536, resultando en un factor de división total de 1.048.576 veces.

Para una frecuencia de salida de 24.125 GHz como la de este prototipo, la salida del primer prescaler es de 1507,81 MHz. Esta es una frecuencia suficientemente baja para alimentar la entrada del PLL tal y como se hace en este prototipo.

En cuanto a la salida del segundo prescaler, cuyo factor de división es de 1.048.576, para una frecuencia de TX de 24.125 GHz se obtiene una señal cuadrada de aproximadamente 23,007 KHz.. Esta salida puede ser monitorizada en una entrada de timer de un microcontrolador y usada junto con un DAC para ajustar la variación de la frecuencia de salida respecto de la temperatura u otros factores.

2.3.2. Transmisor BGT24MTR11

En este apartado se describe las funcionalidades del principal amplificador de potencia (PA en el diagrama de bloques) que proporciona la señal de transmisión TX del radar así como del amplificador de media potencia (MPA) que proporciona la salida de LO.

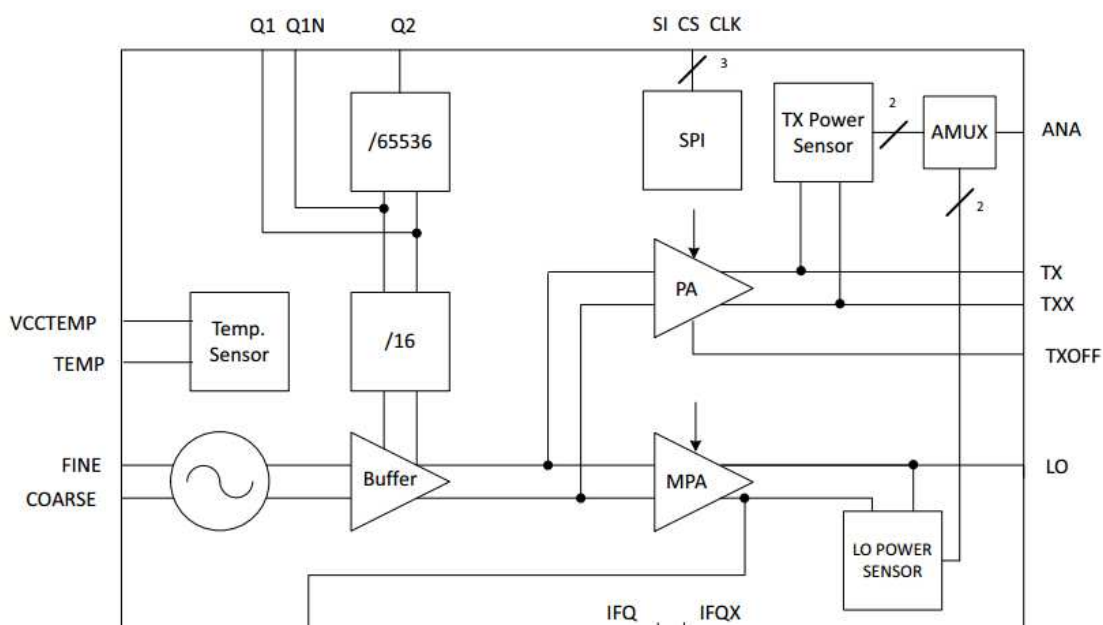


Figura 20. Vista Detallada Sección TX BGT24MTR11.

La señal de salida TX del radar se obtiene a través de los pines TX y TXX (pines 22 y 23). Es una señal de salida diferencial con una impedancia de 100 Ω , proporcionada por las estructuras de compensación que se muestran en el datasheet.

Idealmente, las salidas de TX pueden ser usadas directamente con una antena que tenga entradas diferenciales a 100 Ω . En el caso de antenas singled-end será necesario el uso de un balun. Si la antena singled-end tiene una impedancia de entrada de 50 Ω , existen dos opciones: utilizar un acoplador rat-race para combinar las señales de TX y TXX en una única señal de TX con salida a 50 Ω o terminar una de las salidas con una resistencia de 50 Ω a masa y utilizar directamente la otra salida como puerto de 50 Ω . Sin embargo, esta opción tiene un inconveniente y es que la potencia de salida se reduce en 3 dB.

El nivel de potencia de salida puede ser ajustado vía SPI a través de la configuración del registro de datos según se muestra en la siguiente tabla:

Registro Datos SPI			Reducción Potencia de Salida Respecto al Máximo (dB)
Bit 2	Bit 1	Bit 0	
0	0	0	0
0	0	1	0.4
0	1	0	0.8
0	1	1	1.4
1	0	0	2.5
1	0	1	4
1	1	0	6
1	1	1	9

Tabla. IV. Reducción Potencia TX vía SPI.

Además la salida del transmisor puede deshabilitarse de formas, una a través de la programación SPI o aplicando un nivel de tensión superior a 1,5 V en el pin TXOFF (pin 26). Esta funcionalidad puede tener su utilidad para generar pulsos de transmisión.

2.3.3. Oscilador Local BGT24MTR11

El integrado BGT24MTR11 fue diseñado para ser usado en radares monoestáticos, es decir, transmisor y receptor se encuentran en el mismo lugar. Estos radares sólo son capaces de detectar la distancia al blanco y su velocidad pero no el ángulo de la posición del blanco respecto de la antena. Sería posible determinar este ángulo utilizando dos cadenas adicionales de recepción en un integrado para construir un sistema con tres antenas receptoras. Estas cadenas receptoras adicionales necesitan un oscilador local que puede ser obtenido de la salida de LO del integrado (pin 28).

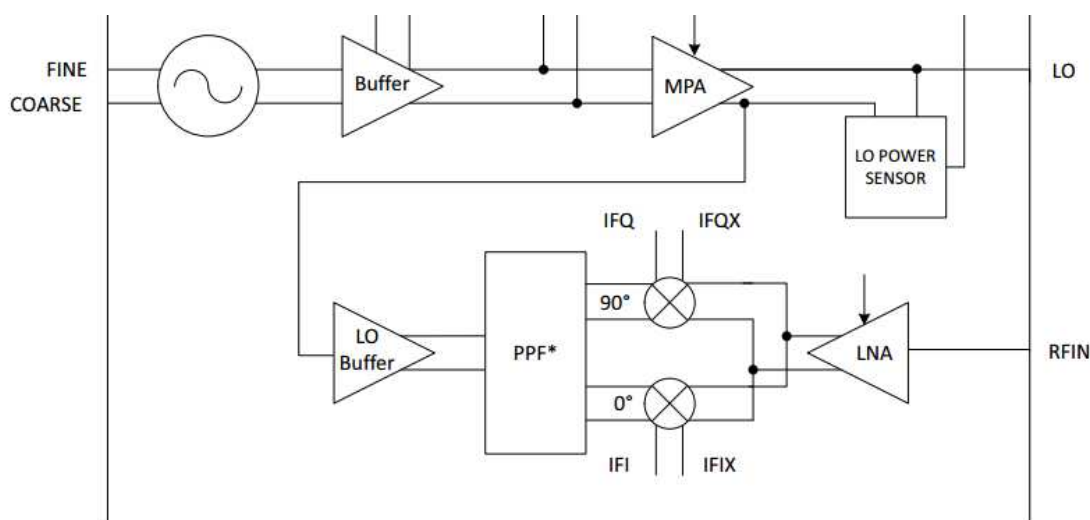


Figura 21. Vista Detallada Sección LO BGT24MTR11.

En el caso de estudio de este proyecto, esta salida no es necesario usarla ya que el receptor recibe internamente la señal de oscilador (copia de la señal transmitida) necesaria para la conversión en frecuencia de la señal recibida RFIN.

2.3.1. Receptor BGT24MTR11

El receptor del circuito integrado del circuito integrado BGT24MTR11 consiste en dos partes, el amplificador de bajo ruido (LNA) y el mezclador. Se puede observar el diagrama de bloques del receptor en la Figura 21.

El amplificador de bajo ruido (LNA) tiene una entrada de RF single-ended con una impedancia de 50Ω . Esta impedancia es proporcionada por las estructuras de compensación que se indican en el datasheet y que están presentes en la placa de evaluación utilizada en este TFM.

El receptor del BGT24MTR11 viene equipado con un mezclador homodino en cuadratura. La entrada de RF es proporcionada por el LNA y la señal de LO se toma de la salida del VCO a través de un buffer. A continuación se usa un filtro RC polifásico para la generación de la señal I-Q del LO.

En un filtro RC polifásico cada una de las señales de salida sufre un desfase distinto. Esta característica es usada para generar señales I (Desfase 0°) y Q (Desfase 90°) en unas situaciones y otras proporcionar rechazo de la frecuencia imagen..

El mezclador convierte las señales de 24 GHz recibidas en señales zero-IF y ofrece unas señales de salida diferenciales I-Q. Cada puerto tiene una impedancia de salida de 800Ω y puede ser conectada a cargas óhmicas mayores de $10\text{ K}\Omega$.

Las señales de salida tienen una componente de corriente continua de 2,3 V y una máxima excursión de tensión de 0.6 Vpp en el caso de que la potencia recibida esté cercana al punto de compresión del LNA (-12 dBm típico). Cuando el LNA se encuentra profundamente saturado se pueden obtener tensiones del orden de 1 Vpp.

2.3.2. Sensores del BGT24MTR11

El transceptor tiene tres sensores integrados para medir la potencia de salida de la señal TX, la potencia reflejada de la señal RX, la potencia de salida de la señal LO, la potencia reflejada del oscilador local y la temperatura del chip.

Estos sensores ofrecen sus lecturas a través de una tensión disponible en el pin ANA (pin 25). La selección del sensor disponible en el pin ANA se realiza a través de un multiplexor que puede ser configurado a través del SPI.

La variación de la tensión de salida respecto de la potencia de muestra en la Figura 22.

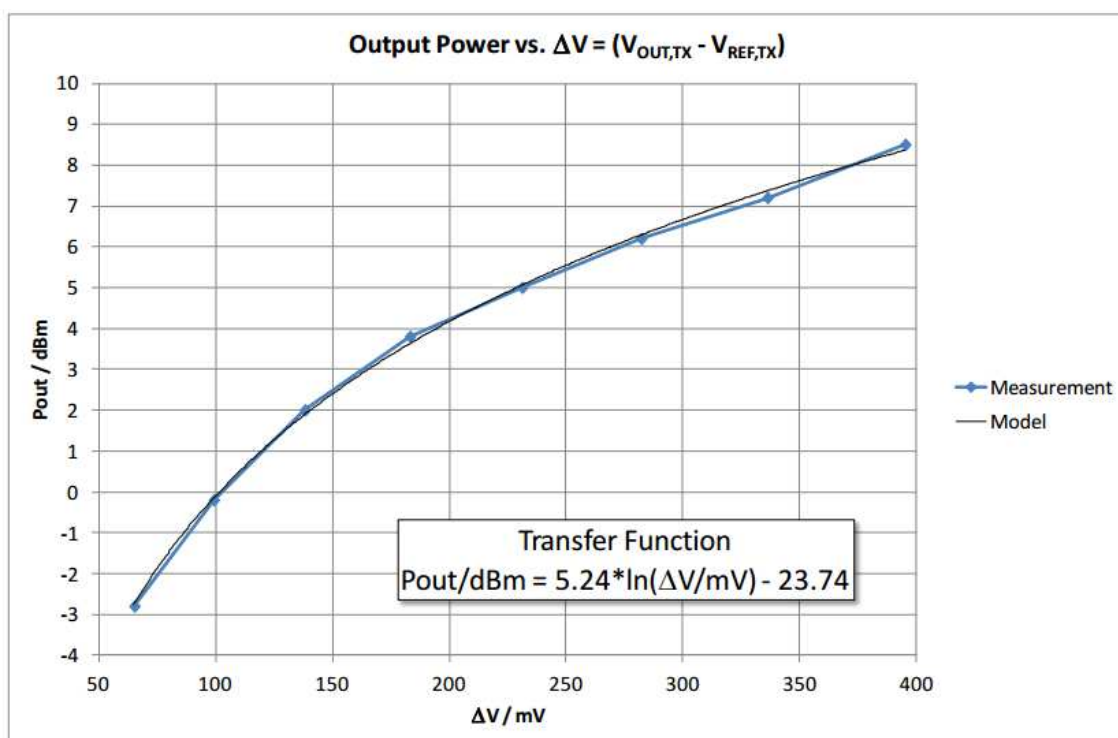


Figura 22. Tensión Sensor Potencia Vs Potencia BGT24MTR11.

El control del transceptor BGT24MTR11 se hace a través de tres líneas de control: SI (Datos), CLK (Reloj). Además de elegir el sensor disponible en la salida ANA, es posible disminuir la ganancia del transmisor, activar o desactivar el LNA de entrada, etc... En la siguiente figura se muestran todas las posibilidades de control del BGT24MTR11:

Data Bit	Name	Description (Logic High)	Power ON State
15 (MSB)	GS	LNA Gain reduction	low
14 ..13	—	Not used	low
12	DIS_PA	TX power disabled, in case TXon/off function is controlled via TXOFF pin, this bit needs to be set in low state	high
11	AMUX2	Analog multiplexer control bit 2	high
10	Test Bit	Test bit, must be low otherwise malfunction	low
9	Test Bit	Test bit, must be low otherwise malfunction	low
8	AMUX1	Analog multiplexer control bit 1	low
7	AMUX0	Analog multiplexer control bit 0	low
6	DIS_DIV64k	Disable 64k divider	low
5	DIS_DIV16	Disable 16 divider	low
4	PC2_BUF	High LO buffer output power in "high" mode otherwise typ. 4dB reduced LO-output power	low
3	PC1_BUF	High TX buffer output power	low
2	PC2_PA	TX power reduction bit 2	high
1	PC1_PA	TX power reduction bit 1	high
0	PC0_PA	TX power reduction bit 0	high

Figura 23. Descripción Bits Datos Control BGT24MTR11

Esto control se realizará a través de un microcontrolador que va montado en la Tarjeta de Amplificación, Alimentación y Control.

La rutina de escritura se debe realizar de la siguiente forma:

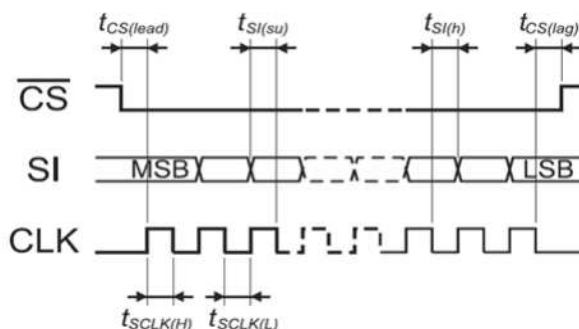


Figura 24. Descripción Programación Serie BGT24MTR11

1. La señal /CS se coloca a nivel bajo para comenzar la transmisión.
2. Los bits de datos de la línea SI (MSB primero) son leídos en el blanco de bajada de la señal de reloj CLK.
3. La señal de /CS debe permanecer en nivel bajo como mínimo 20 ns después del registro del último bit de datos. En ese momento, se puede colocar a nivel alto.

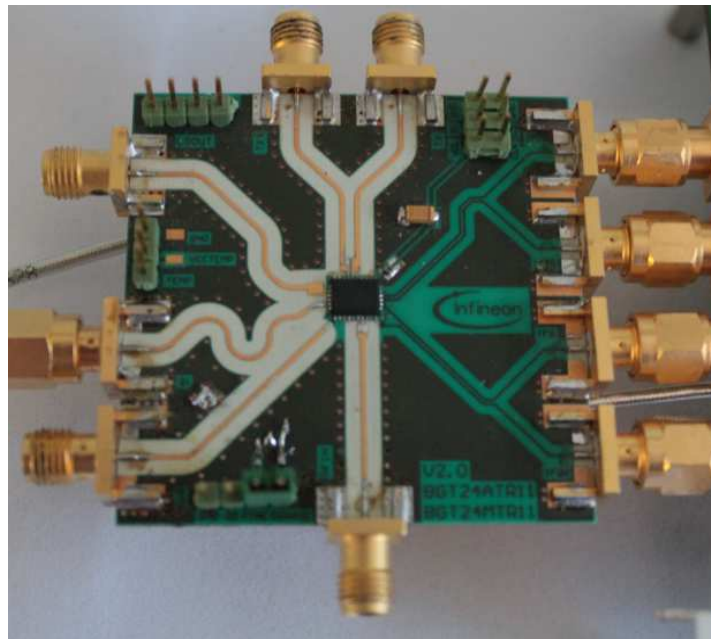


Figura 25. Imagen Tarjeta Transceptor BGT24MTR11

2.4. Generación de Señal TX

En este apartado se va a tratar el tema de la generación de señal en el prototipo radar Doppler. En primer lugar se expondrá una breve introducción teórica a los PLL's para a continuación dar a conocer el PLL utilizado (HMC702) y la forma en la que la señal transmitida se genera en este prototipo.

2.4.1. Fundamentos de PLL's

Un PLL (Lazo Enganchado en fase) es un sistema realimentado que combina un oscilador controlado por tensión (VCO) y un comparador de fase, de tal forma conectados, que el oscilador mantiene una fase constante en relación a la frecuencia de referencia. Un PLL puede ser usado, por ejemplo, para generar una señal de salida de alta frecuencia estable a partir de una señal de baja frecuencia. [15]

El modelo básico de PLL se muestra en la Figura 26. El PLL puede ser analizado como un sistema con realimentación negativa usando la Transformada de Laplace con un término de ganancia directa $G(s)$ y una componente realimentada $H(s)$ al que se le aplican las ecuaciones usuales para un sistema con realimentación negativa.

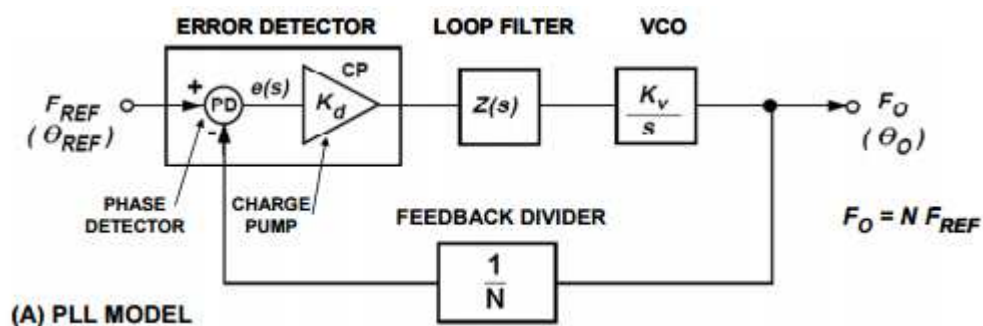


Figura 26. Modelo Básico de PLL.

Los bloques básicos de un PLL son el Comparador de Errores (Compuesto por el Comparador de Fase y la bomba de carga), el filtro de Lazo, el oscilador controlado por tensión y un divisor de lazo. La realimentación negativa fuerza que la señal de error $E(s)$ se aproxime a 0 en el punto en que la señal de salida del divisor del lazo y la frecuencia de referencia están en fase, el sistema se considera enganchado y se obtiene que $F_0 = N \cdot F_{REF}$.

En referencia a la Figura 26, en un sistema que usa un PLL para generar frecuencias superiores a la frecuencia de referencia, el VCO oscila a una frecuencia angular de ω_0 . Una porción de la señal es realimentada en el detector de error a través del divisor de lazo con un factor de $1/N$. Esta frecuencia dividida se inyecta en el detector de errores por un lado mientras que la frecuencia de referencia se introduce por el otro. El detector compara las señales de las dos entradas. Cuando las dos señales de entrada son iguales en fase y frecuencia, el error es constante y se puede decir que el lazo se encuentra en la condición de enganche.

En un sistema clásico con sintetizador integrado, la resolución de la frecuencia de salida viene determinada por la frecuencia de referencia aplicada al detector de fase. Así, por ejemplo, si se requiere una resolución en frecuencia de 200 KHz (telefonía móvil GSM), la referencia debería ser de 200 KHz. Sin embargo, esto no es posible ya que obtener una referencia de tan baja frecuencia no es fácil. Una buena solución es utilizar un cristal de una frecuencia superior y dividirlo antes de su utilización como frecuencia de referencia del comparador de fase.

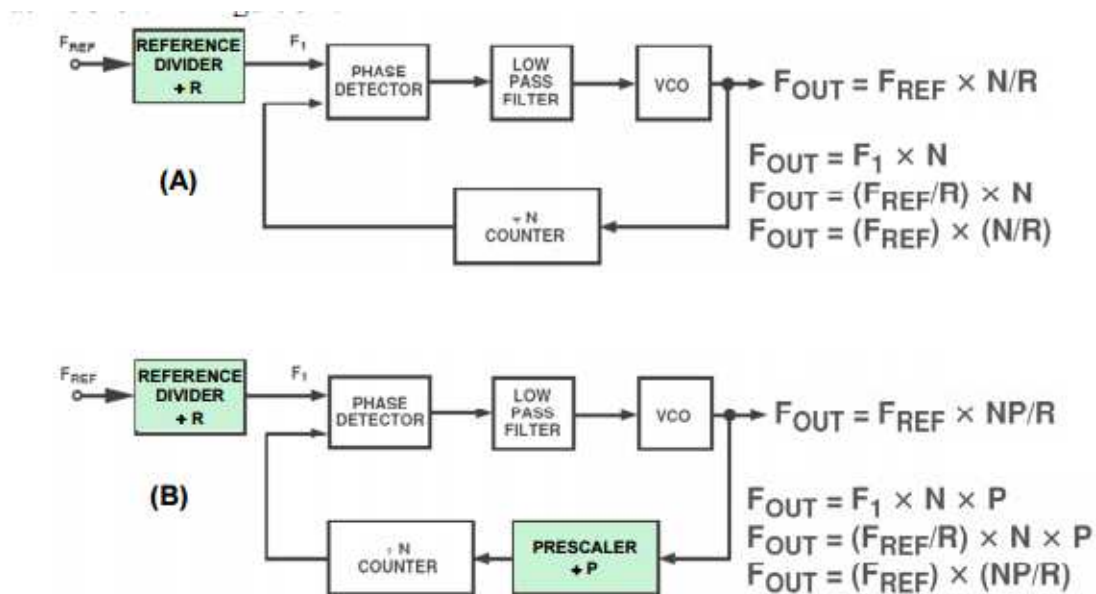


Figura 27. Estructuras de PLL con Divisor en la Frecuencia de Referencia.

El divisor N , es el elemento programable que fija la relación entre la frecuencia de entrada y las frecuencias de salida en un PLL. En muchas ocasiones, cuando la frecuencia de salida es muy elevada y el valor de N debe ser alto, se introduce un prescaler con factor de división $1/p$ para simplificar la circuitería necesaria.

A la hora de diseñar un PLL existen muchas especificaciones. El rango de la señal de entrada y la resolución en frecuencia determinarán el valor de los divisores N y R.

El ancho de banda del lazo determina la frecuencia y el tiempo de enganche. Debido a que el PLL es un sistema realimentando, aspectos como el margen de fase y la estabilidad deben de ser considerados.

La pureza espectral de la salida del PLL son especificados por el ruido de fase y el nivel de espurios de la referencia.

Muchos de estos parámetros son interactivos, por ejemplo, valores bajos de ancho de banda de lazo dan lugar a niveles reducidos de ruido de fase pero aumentan el tiempo de enganche y reducen el margen de pase. Debido a esto, es necesario el uso de programas de diseño de PLL para obtener un compromiso entre los valores deseados.

En muchos sistemas, el parámetro más crítico de un PLL es la estabilidad en frecuencia. La estabilidad a largo plazo está relacionada en como la señal de salida varía en un largo periodo de tiempo. Se especifica como la relación entre $\Delta f / f$ en un periodo de tiempo y se expresa como un porcentaje o en dB's.

Por otro lado, la estabilidad a corto plazo está relacionada con las variaciones que ocurren en un periodo de un segundo o menos. Estas variaciones pueden ser aleatorias o periódicas. En la Figura 28 se muestra un espectro típico con componentes de frecuencia aleatorias y componentes espurias. Las componentes espurias pueden ser causadas por frecuencias conocidas de reloj en la señal de referencia, interferencia de la alimentación o productos de mezcla. El ensanchamiento causado por la fluctuación del ruido aleatorio es debido al ruido de fase. Puede ser el resultado de ruido térmico, ruido de disparo y/o ruido "flicker" es dispositivos activos y pasivos.

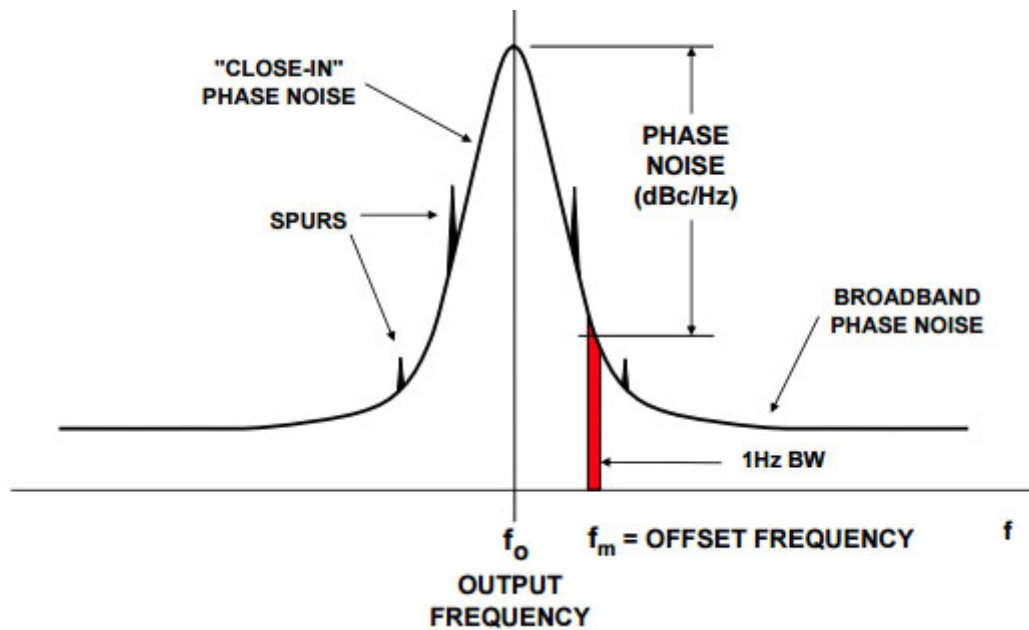


Figura 28. Ruido de Fase y Componentes Espurias de un Oscilador

El ruido de fase en un oscilador muestra la potencia de ruido en un 1 Hz de ancho de banda en función de la frecuencia. El ruido de fase se define como la porción de ruido en un ancho de banda de 1 Hz a una específica frecuencia, f_m , en referencia a la amplitud de la frecuencia de oscilación f_0 .

Se suele caracterizar un oscilador en términos del ruido de banda en una banda lateral, como en la Figura 29, donde el ruido de fase en dBc/Hz se representa en función del offset de frecuencia f_m con el eje de frecuencia en escala logarítmica.

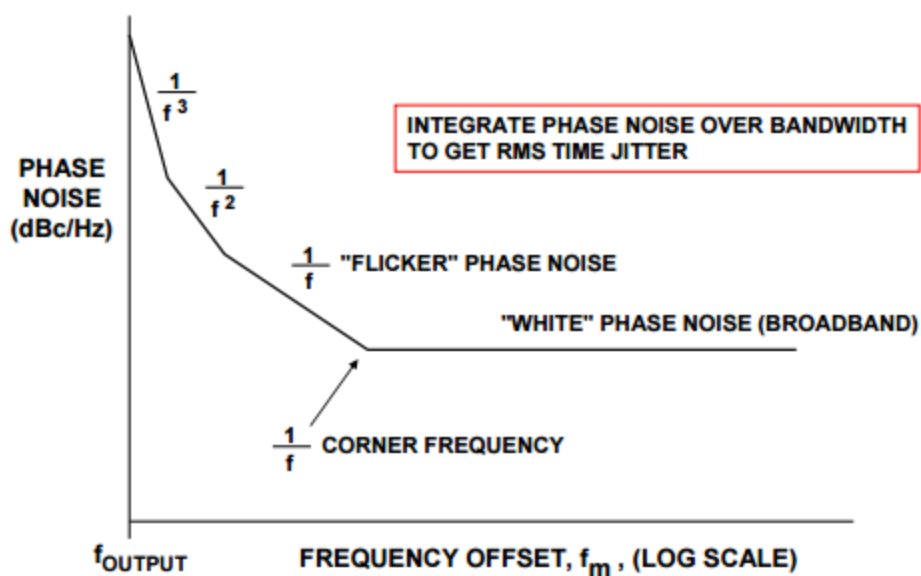


Figura 29. Ruido de Fase en dBc/Hz vs Offset de Frecuencia a la Portadora

Resaltar que la curva anterior se aproxima a un número de regiones en las que cada una tiene una pendiente de $1/f^x$, donde $x = 0$ corresponde a la región de ruido blanco (pendiente 0 dB/década), $x = 1$ corresponde a la región de ruido flicker (pendiente -20 dB/década). Existen también regiones en las que $x = 2,3,4$ y estas regiones se encuentran progresivamente más cercanas a la frecuencia portadora.

Aparte de los PLL enteros que sean mencionado anteriormente en los que la resolución es la frecuencia del comparador de fase, existen también los PLL fraccionales en los que la resolución no es un número entero.

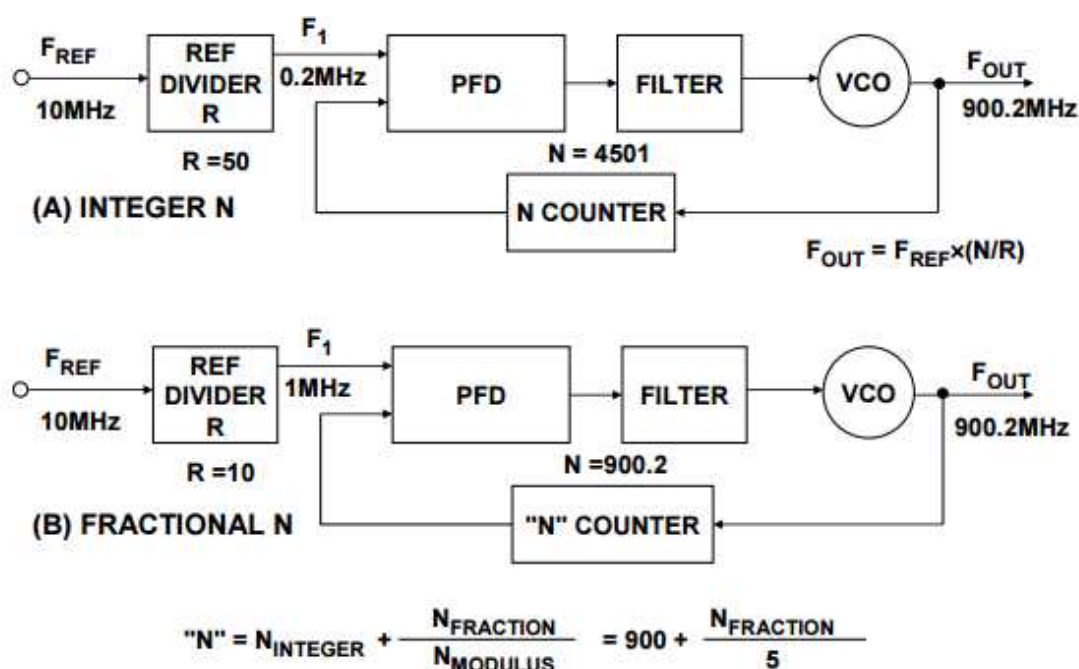


Figura 30. PLL Entero Vs PL Fraccional

En los PLL fraccionales, se producen mejoras en el nivel de ruido de fase debido a que el ruido en la bomba de carga es multiplicado por un factor de $20 \log N$. También tienen ventajas en el tiempo de enlace y es posible reducir la anchura del filtro de lazo. Sin embargo, presentan niveles más altos de señales espurias que los PLL del tipo entero.

El PLL utilizado para el prototipo de este proyecto es del tipo fraccional, ya que la frecuencia que se debe obtener a su salida es 1507,81 MHz.

2.4.2. Oscilador de Referencia CVHD-950

Un componente importante a la hora de conseguir un sistema radar estable y con bajo ruido de fase es el oscilador de referencia. Debido a ello, es un componente de alto coste en el subsistema de generación de señal. [16]

La estabilidad en frecuencia o pulling consiste en la capacidad de un oscilador de mantener su frecuencia den un rango determinado. Se expresa en ppm y se calcula de la siguiente manera.

Para un oscilador de 50MHz con un valor de frecuencia pulling de $\pm 20\text{ppm}$, la frecuencia de salida se moverá en el margen de:

$$50\text{MHz} \pm \left(\frac{50\text{MHz}}{10^6} \cdot 20\text{ppm} \right) = 50\text{MHz} \pm 1\text{KHz}$$

Este valor debe de ser lo más bajo posible ya que estás variaciones son multiplicadas en el PLL obteniéndose variaciones de frecuencia mucho mayores a la salida del PLL.

Para el prototipo de este proyecto, la placa de evaluación del PLL HMC702 viene equipada con un oscilador VCXO (oscilador controlado por tensión) de ultra bajo nivel de ruido de fase con part-number CVHD-950 50M del fabricante americano Crystek. Entre las características destaca un pulling de $\pm 20\text{ppm}$ y un jitter de 0.13psec con el siguiente ruido de fase.

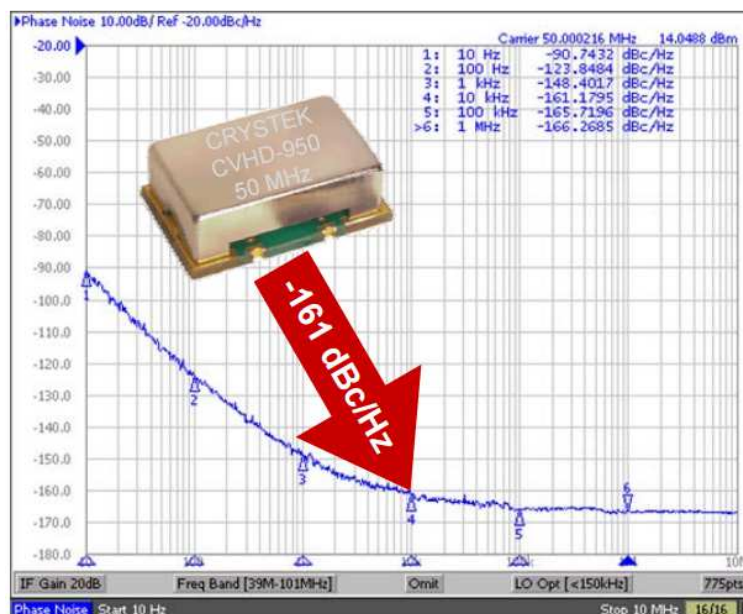


Figura 31. Ruido de Fase CVHD-950 50M

2.4.3. PLL Fraccional HMC702

El PLL fraccional HMC702LP6CE es un circuito integrado construido para la tecnología SiGE BiCMOS. Incluye un divisor por 2 fijo seguido de un divisor N de 8 GHz y 16 bit, un modulador delta-sigma de 24 bits, un comparador de fase digital de muy bajo ruido y una bomba de carga controlable de alta precisión. [17][18]

El PLL fraccional cuenta con un modulador delta-sigma de avanzado diseño que permite saltos de frecuencia ultra estrechos. Además tiene la característica de variar la ganancia del comparador de fase-frecuencia (PFD) y las características de deslizamiento de ciclo del PFD. Esto permite reducir el tiempo en obtener una nueva frecuencia en un 50% en comparación con los PFD's convencionales. El ultra bajo nivel de ruido de fase permite conseguir mayores anchos de banda de lazo obtener saltos de frecuencia más rápidos.

Además cuenta con una función integrada de barrido en frecuencia, lo que permite obtener modulaciones en frecuencia (chirp) con una gran variedad de tiempos de barrido, polaridades y tiempos muertos. Todo esto controlado por una señal de disparo automática o externa.

Por último, el HMC702 tiene un gran número de modos de generación de reloj auxiliares que son accesibles a través de los registros de propósito general (GPO).

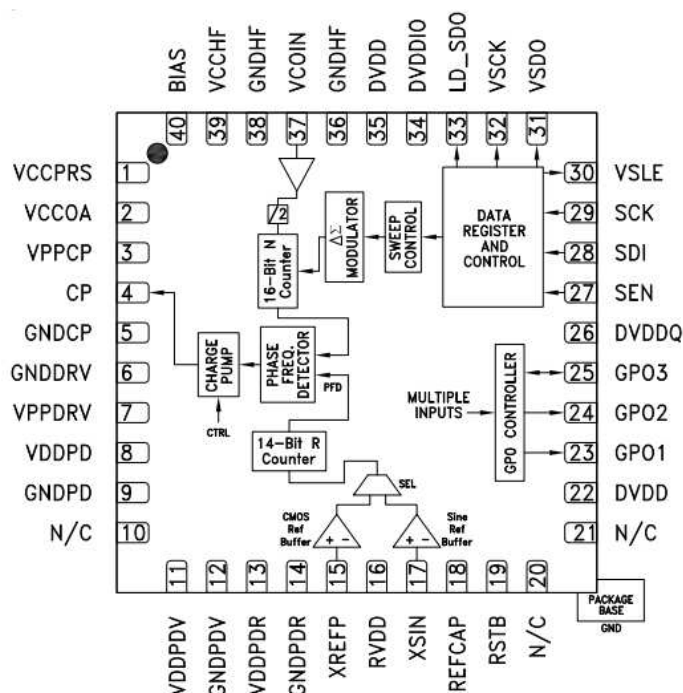


Figura 32. Diagrama Funcional HMC702

El HMC702 puede ser usado en modo entero o fraccional. El divisor R de la referencia cuenta con 14 bits, pudiéndose conseguir valores entre 1 y 16.383.

El divisor N del lazo cuenta con 16 bits y toma valores entre 64 y 131,070 para el modo entero y entre 72 y 131,062 para el modo fraccional. A su vez, la frecuencia máxima del comparador de fase varía entre 70 MHz para el modo entero y 100 MHz para el modo fraccional. Esta flexibilidad nos permite elegir distintos valores para obtener una misma frecuencia de salida en función de los requisitos del sistema.

El modo por defecto del HMC702 es el modo fraccional. La frecuencia de salida del sintetizador viene dada por la siguiente expresión:

$$f_{VCO} = \frac{f_{XTAL}}{R} 2N_{int} + \frac{f_{XTAL} \cdot N_{frac}}{R \cdot 2^{23}} = f_{int} + f_{frac} \quad (30)$$

Dónde:

- N_{int} , es el favor de división entero, un número entre 36 y 65.533 Reg 0Fh)
- N_{frac} , es la parte fraccional un número entre 1 y 2^{24} (Reg 10h)
- R , es el factor de división de la referencia (Reg 03h)
- f_{XTAL} , es la frecuencia del cristal oscilador de entrada (Señal Sinusoidal o Cuadrada)

Para el caso del prototipo de Radar Doppler este trabajo de Fin de Máster, es necesario que la frecuencia de salida del PLL sea de $f_{VCO} = 1507,81$ MHz. Por lo que estos serían los datos de partida:

- $f_{XTAL} = 50$ MHz generado por el oscilador de referencia CVHD-950 50M con el que cuenta la placa de Evaluación del HMC702.
- $R = 4$, factor de división de la referencia por lo que la frecuencia de entrada al comparador de fase es de 12,5 MHz.
- $f_{int} = 1500$ MHz
- $f_{frac} = f_{VCO} - f_{int} = 7,81$ MHz

Planteamos las dos ecuaciones a partir de la ecuación anterior y obtenemos los valores de los divisores que se deben programar en el HMC702.

$$N_{int} = \frac{f_{int} \cdot R}{f_{XTAL} \cdot 2} = 60 \quad (31)$$

$$N_{frac} = \frac{R \cdot 2^{23} \cdot f_{frac}}{f_{XTAL}} = 5242880 \quad (32)$$

La programación del HMC702 se realiza a través de 4 líneas serie (SDI, SEN, SCK y RSTB) cuenta con 34 registros de 24 bits que pueden ser de lectura, escritura o lectura/escritura. En este TFM únicamente se va a realizar escritura en los registros. Esta escritura se realiza a través de un PIC que se expondrá en siguientes apartados.

La rutina de escritura se debe realizar de la siguiente forma:

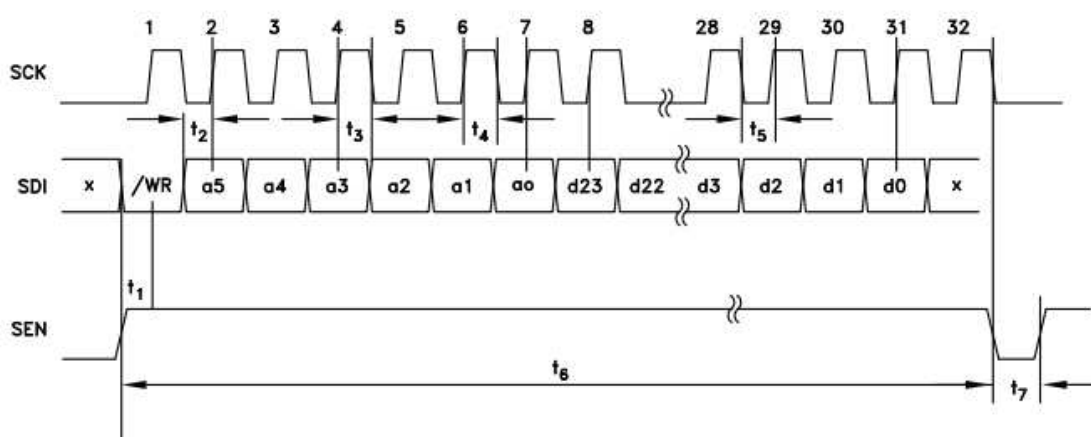


Figura 33. Temporización Programación Serie HMC702

1. El Maestro (PIC) activa la línea SEN (Serial Port Enable) y pone un nivel bajo en la línea SDI seguido de un flanco de subida de reloj para indicar comienzo de ciclo de escritura.
2. El esclavo (sintetizador) lee SDI en el 1º ciclo de subida de reloj y entiende que se va a generar un ciclo de escritura.
3. EL PIC coloca los 6 bits de dirección del registro en los siguientes 6 ciclos de bajada de SCK y el sintetizador los registra en los siguientes 6 ciclos de subida de SCK (Más significativo primero).
4. EL PIC coloca los 24 bits de datos del registro en los siguientes 24 ciclos de bajada de SCK y el sintetizador los registra en los siguientes 24 ciclos de subida de SCK (Más significativo primero).
5. El ciclo de subida número 32 completa el ciclo. La línea SEN se desactiva después del ciclo de bajada número 32.

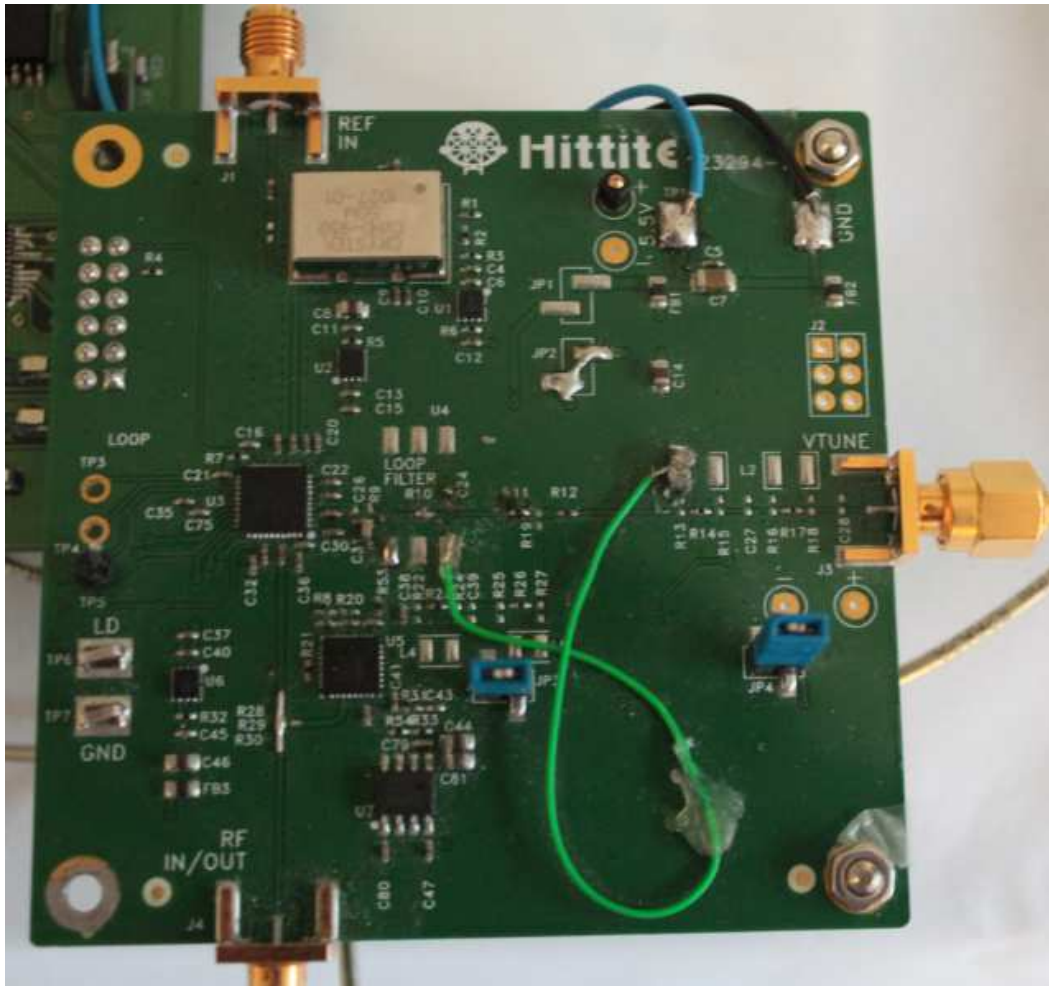


Figura 34. Imagen Tarjeta Evaluación HMC702 y CVHD-950 50M

2.5. Tarjeta Alimentación, Amplificación y Programación

Los componentes fundamentales con los que se ha creado este prototipo de radar Doppler son las placas de evaluación d evaluación de los componentes estudiados en capítulos anteriores, el transceptor BGT24MTR11 y el PLL HMC702.

Sin embargo, estos componentes no son capaces de funcionar por sí mismos y necesitan de circuitos externos que programen los registros así como otros circuitos que les proporcionen las tensiones de alimentación necesarias. Además el vídeo de salida del transceptor necesita de una etapa de amplificación y filtrado antes de poder ser visualizado en un osciloscopio o de ser procesado en un conversor analógico-digital.

Para ello se ha diseñado una tarjeta auxiliar cuyas funciones son las siguientes:

- Convertir una tensión de entrada externa proporcionada por una fuente de alimentación (+12V) en tensiones de alimentación reguladas adecuadas para alimentar el resto de componentes del prototipo +5 y + 3,3V.
- Generar las señales de programación adecuadas para configurar correctamente el transceptor BGT24MRT11 y el PLL HMC702.
- Adaptar, amplificar y filtrar las señales de vídeo de salida del transceptor BGT24MTR11.

2.5.1. Circuito de Alimentación

Este prototipo se ha diseñado para ser alimentado a través de una fuente de alimentación externa. Como tensión nominal para el diseño se ha tomado +12 ya que se trata de una tensión estándar para la que es fácil de encontrar fuentes de alimentación tanto fijas como variables.

La tensión proporcionada por cualquier fuente de alimentación de bajo coste es bastante ruidosa por lo que debe ser pasada por un regulador de tensión. Un regulador de tensión lineal es un circuito que proporciona una tensión de salida muy estable para varias condiciones de carga.

Las placas de evaluación del transceptor BGT24MTR11 y del PLL HMC702 y la propia circuitería de esta tarjeta necesitan ser alimentadas a +5V y a +3.3V. Además también se necesita obtener una tensión de – 5V para que el margen de tensión de la salida de vídeo sea de +5V- -5V. En el caso de este prototipo para obtener las tensiones positivas se ha utilizado el regulador de tensión LP3878-ADJ de la empresa Texas Instruments. El LP3878-ADJ se trata de un regulador de salida ajustable que es capaz de entregar una corriente de hasta 800mA. Está indicado para aplicaciones en las que se requiera un bajo nivel de ruido, como puede ser radar o generación de señal y tiene una precisión del 1%. Además tiene un rango de salida entre 1 y 5,5 V por lo que este mismo integrado se puede usar para obtener las tensiones de + 5V y +3,3V. [19]

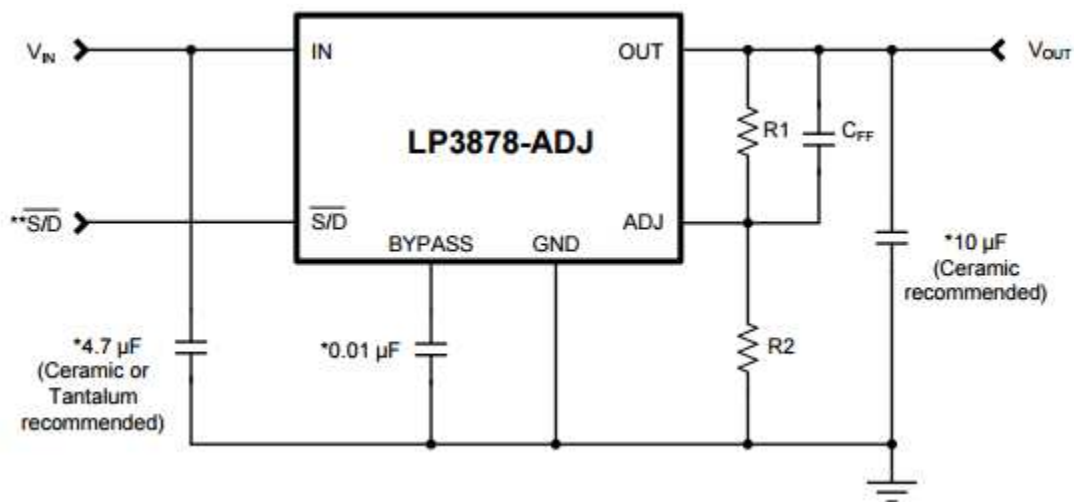


Figura 35. Circuito Básico LP3878- ADJ

La tensión de salida se ajusta mediante los valores de las resistencias R1 y R2 siguiendo esta fórmula:

$$V_{OUT} = V_{ADJ} \cdot \left[1 + \frac{R_1}{R_2} \right] \quad (33)$$

Según el datasheet el valor de $V_{ADJ} = 1.00 \text{ V}$ y se indica que el valor de R2 no debe superar los 5 KΩ. Para el caso de este prototipo, tenemos que obtener valores de V_{OUT} de +5V y +3,3 V. Fijando un valor de $R_2 = 1 \text{ K}\Omega$ y siguiendo la fórmula anterior obtenemos:

$$\text{Para una } V_{OUT} = +5 \text{ V, } R_1 = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{ADJ}} - 1 \right) \cdot R_2 = \left(\frac{5}{1.00} - 1 \right) \cdot 1 \text{ K}\Omega = 4 \text{ K}\Omega.$$

Para una $V_{OUT} = +3,3 \text{ V}$, $R_1 = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{ADJ}} - 1 \right) \cdot R_2 = \left(\frac{5}{1.00} - 1 \right) \cdot 1 \text{ K}\Omega = 2 \text{ K}\Omega$.

Por último, para obtener la tensión negativa, se ha optado por utilizar el circuito integrado MAX889TESA+ de la empresa Maxim Integrated. Este integrado es capaz de obtener a su salida una tensión invertida en el rango de $-2,5$ a $-V_{IN}$. En El caso de este prototipo, a partir de una V_{IN} de $+V$ obtenida de la salida del LP3878-ADJ anterior se obtiene una tensión de -5 V . [20]

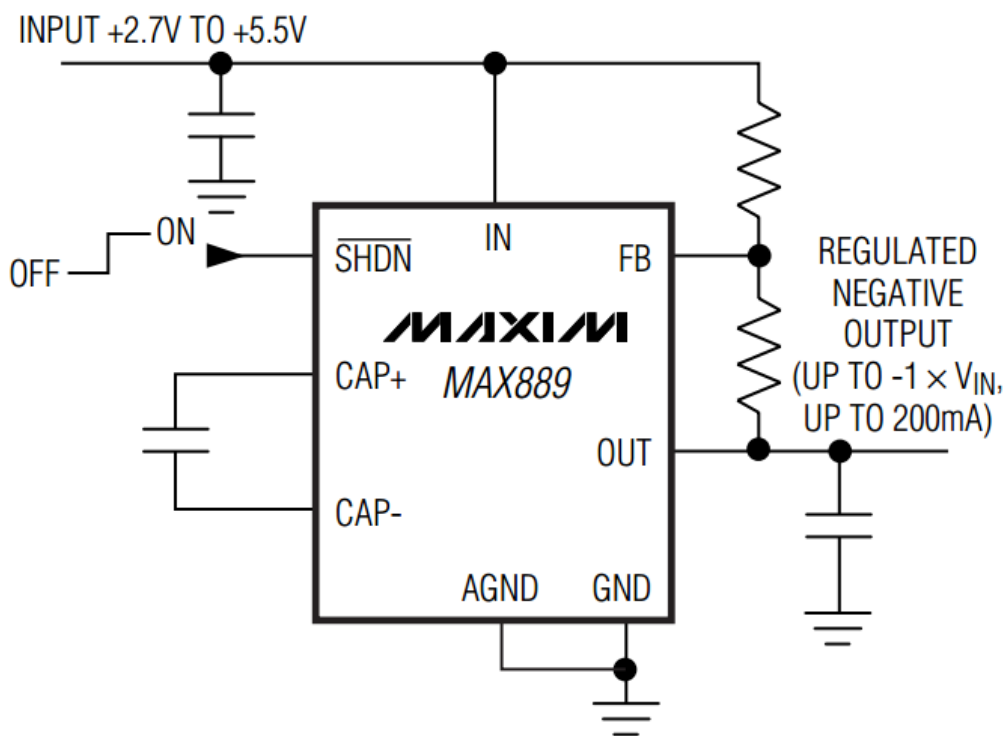


Figura 36. Circuito Básico MAX889TESA+

La tensión de salida se calcula como:

$$V_{OUT} = -V_{REF} \cdot \left[\frac{R_1}{R_2} \right] \quad (34)$$

Dónde $-V_{REF} = V_{IN} = +5 \text{ V}$. Según el datasheet el valor de R_1 recomendado es de $100 \text{ K}\Omega$ por lo que el valor de R_2 para obtener -5 V es también de $100 \text{ K}\Omega$.

2.5.2. Circuito de Programación

Tal y como se ha visto en apartados anteriores, el transceptor y el PLL necesitan de un circuito que realice la programación de los mismos a través de sus líneas serie.

Para este fin, se ha elegido utilizar un microcontrolador, el PIC16F716 del fabricante Microchip. [21]

El PIC16F716 se trata de un microcontrolador potente (200ns de ciclo de instrucción) y fácil programación (35 instrucciones) basado en una memoria flash CMOS de 8 bits. Cuenta con 13 líneas de entrada salida, 4 canales de conversor analógico-digital de 8 bits, dos timers de 8 y uno de 16 bits así como varias entradas de PWM.

18-pin PDIP, SOIC

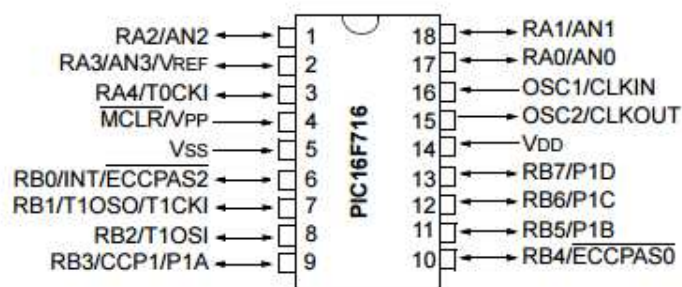


Figura 37. Descripción de Pines PIC16F716

Para la programación de los circuitos anteriormente descritos se necesitan en total 7 líneas de entrada salida. Se van a utilizar los siguientes puertos:

- PORTA 0 SI BGT24MTR11
- PORTA 1 CLK BGT24MTR11
- PORTA 2 \CS BGT24MTR11
- PORTB 0 SDI HMC702
- PORTB 1 SEN HMC702
- PORTB 2 SCK HMC702
- PORTB 3 RSTB HMC702

En cuanto al reloj de funcionamiento, es posible utilizar el oscilador interno, un cristal o un reloj externo. Para este prototipo, se ha elegido la opción de un cristal de

20 MHz con dos condensadores serie de 15 pF según indica el datasheet del microcontrolador.

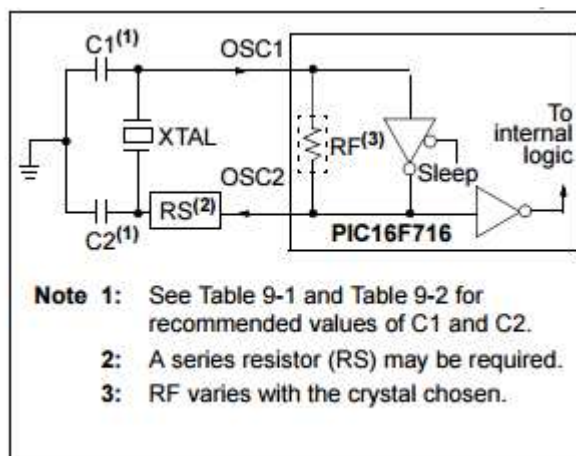


Figura 38. Circuito Oscilador PIC16F716

Un último tema importante consiste en el método de carga del programa en el PIC16F716. Para este prototipo se va a utilizar la opción ICSP (In-Circuit Serial Programming). Este método permite la carga del firmware del microcontrolador en la tarjeta en la que va a ser utilizado. Consiste en utilizar dos líneas del PIC para Datos y reloj de programación, otra para el borrado de la memoria flash del microcontrolador, así como dos más para alimentación y masa.

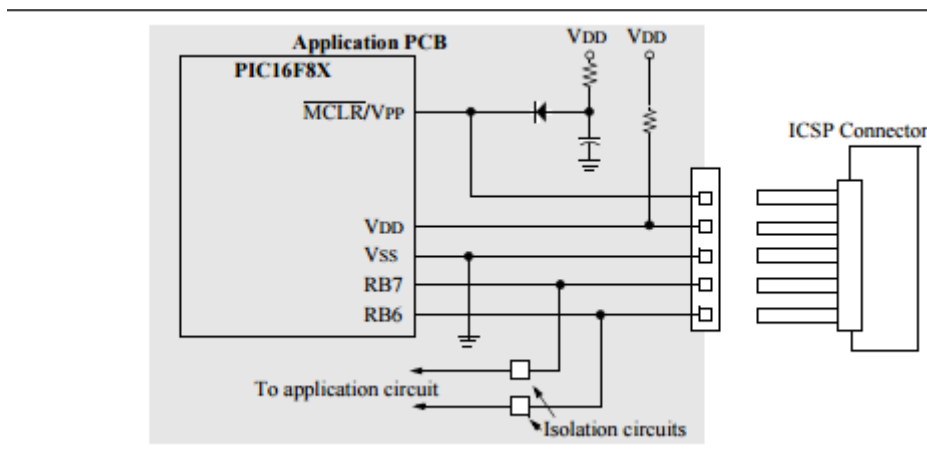


Figura 39. Circuito Aplicación ICSP PIC16F716

Estos circuitos se han incorporado en la tarjeta de alimentación, programación y pruebas diseñada.

2.5.3. Circuito de Amplificación y Filtrado de Vídeo

Para optimizar la sensibilidad del radar hay que eliminar el ruido que acompaña a las señales. Para ello la cadena de amplificación de vídeo Doppler debe tener estrictamente la banda necesaria para alojar la gama de frecuencias que corresponde a las velocidades esperadas. Esto es especialmente importante en el caso del receptor homodino. A continuación se muestra una gráfica con los valores de velocidad y la correspondiente frecuencia Doppler que generan para las frecuencias de transmisión de 34,3 GHz y 24.125 GHz.

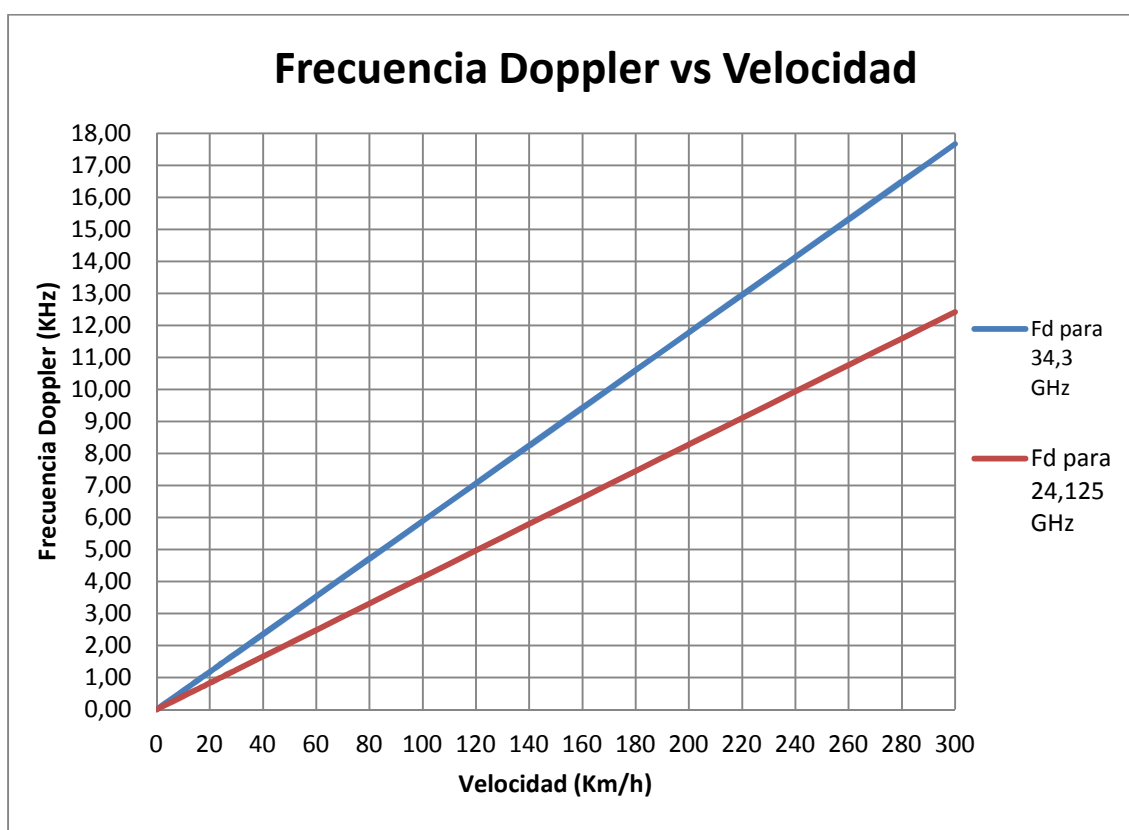


Figura 40. Gráfica Frecuencia Doppler vs Velocidad

En el caso del prototipo diseñado, la frecuencia de transmisión es 24,125 GHz. Para poder recibir correctamente las señales generadas por velocidades entre 20 y 300 Km/h, la cadena de amplificación debe de tener un ancho de banda de 15 KHz aproximadamente.

Se ha diseñado una cadena de amplificación doble (Vídeo I y Vídeo Q) con tres amplificadores operacionales cada una.

Según el datasheet del transceptor BGT24MTR11, las señales de vídeo de salida que proporciona son diferenciales y en cuadratura. Es decir, cada pareja de señales (IFI, IFIX y IFQ, IFQX) van desfasadas 180°, a su vez cada componente (I y Q) van desfasadas 90°. [22]

La función del primer amplificador de cada una de las cadenas debe ser combinar las dos señales de cada componente y que dejen de ser diferenciales. Para ello se va a utilizar un amplificador operacional en su topología de amplificador diferencial o restador. Dicha topología se muestra en la siguiente imagen:

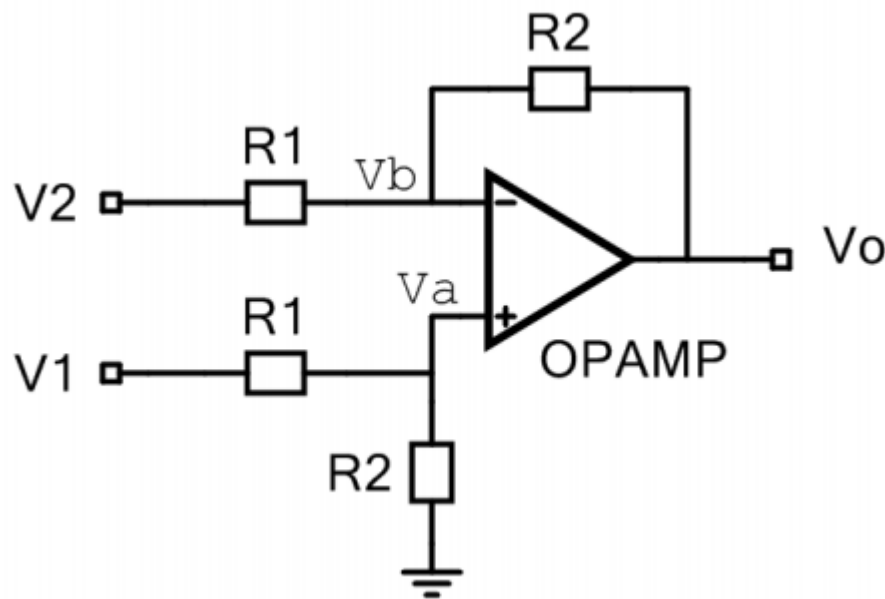


Figura 41. Amplificador Operacional en Topología Amplificador Diferencial

Aplicando el principio de cortocircuito virtual, tenemos que $V_a = V_b$.

Y si planteamos las ecuaciones de las dos ramas tenemos que:

$$V_a = V_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \frac{V_2 - V_a}{R_1} = \frac{V_a - V_0}{R_2} \quad (35)$$

Y despejando obtenemos que $V_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_1 - V_2)$

El siguiente paso, una vez que las señales I y Q han dejado de ser diferenciales consiste en diseñar la etapa de amplificador y filtrado. Para ello se ha elegido un filtro activo paso bajo de orden 4 formado por dos amplificadores operacionales en cascada con la topología Sallen-Key. [23]

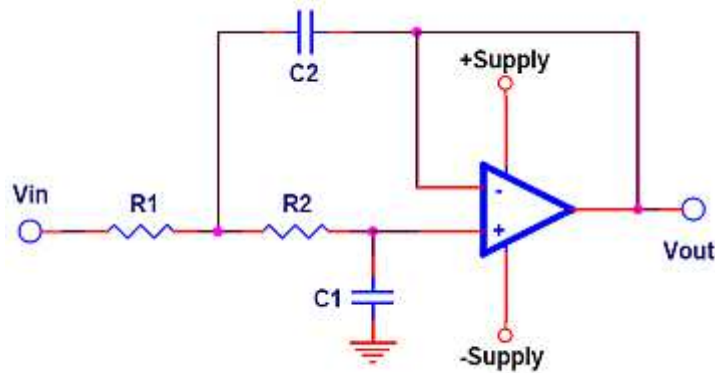


Figura 42. Filtro Activo Paso Bajo Sallen Key

En un filtro activo paso bajo Sallen Key, la frecuencia de corte y el factor de calidad del filtro se obtienen con las siguientes expresiones:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (36)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \cdot \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{R_1 + R_2} \quad (37)$$

Para frecuencias muy altas los condensadores funcionarán como cortocircuitos, por lo tanto el terminal positivo del amplificador operacional estará a tierra. Al tener realimentación negativa, el terminal negativo, y por tanto la salida, tendrán la misma tensión que el terminal positivo. Por el contrario, a bajas frecuencias o tensión continua, los condensadores serán como un circuito abierto, por tanto las dos resistencias estarán en serie y, al no circular corriente por ellas, la tensión de entrada también estará presente en el terminal positivo del operacional y a su salida. Por lo que la tensión de salida a muy altas frecuencias será cero y a frecuencias muy bajas la tensión de salida será igual que la entrada. Para variar la ganancia del filtro se suele poner un divisor de tensión en el lazo de realimentación.

Según la Figura 40, el ancho de banda de la cadena de amplificación y filtrado debe de tener un mínimo de 15 KHz, por lo que en los requisitos de diseño de este filtro se va a elegir una frecuencia de corte de 20 KHz y una ganancia de 30 dB. Para este diseño se ha utilizado el programa FilterPro Desktop. Se trata de un software libre de la empresa Texas Instruments especializado en diseño de filtros.

Permite el diseño de todo tipo de filtros con todo tipo de respuestas y topologías. Nada más abrir el programa, aparece un asistente que te guía en el proceso de diseño. En

este caso se ha elegido un filtro paso bajo con respuesta Butterworth de orden 4, topología Sallen-Key con ganancia de 30 dB y frecuencia de corte de 20 KHz.

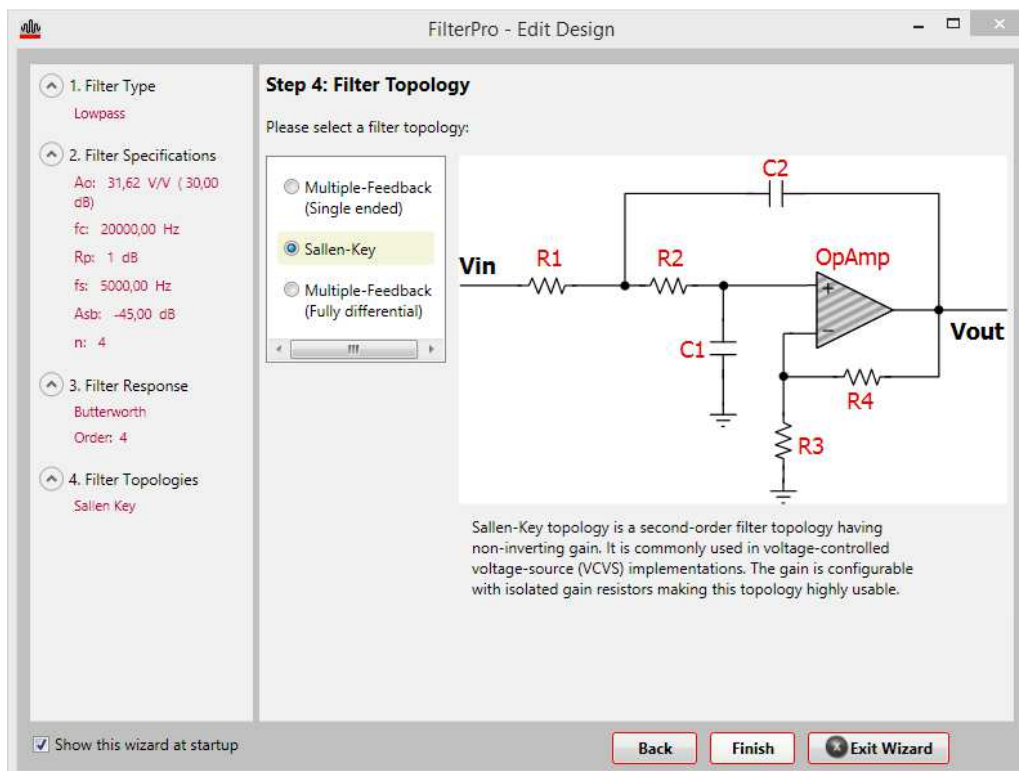


Figura 43. Especificaciones de Diseño FilterPro Desktop

Con las especificaciones anteriores se obtiene el siguiente esquema eléctrico. Consta de dos etapas de amplificaciones y filtrado en cascada, cada una de ellas con una ganancia de 15 dB, para obtener una ganancia total de 30 dB.

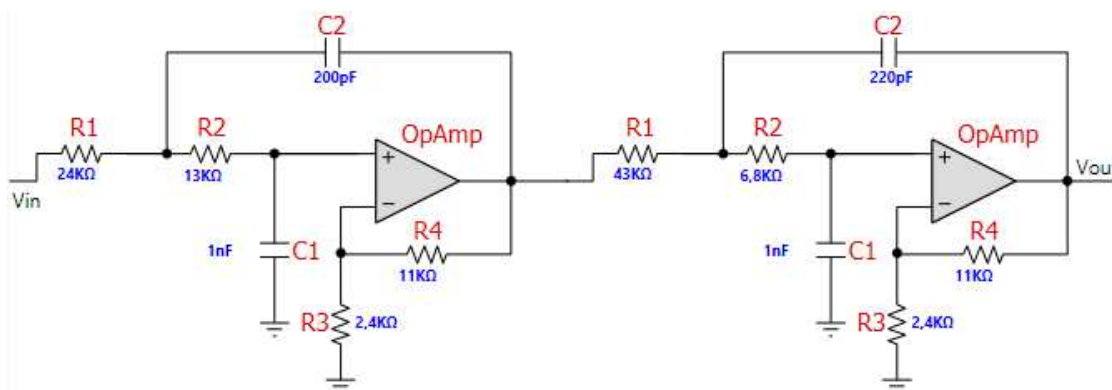


Figura 44. Filtro Activo Sallen Key Diseñado

Este software tiene la capacidad de ofrecer una simulación en frecuencia, fase y retardo de grupo del filtro diseñado.

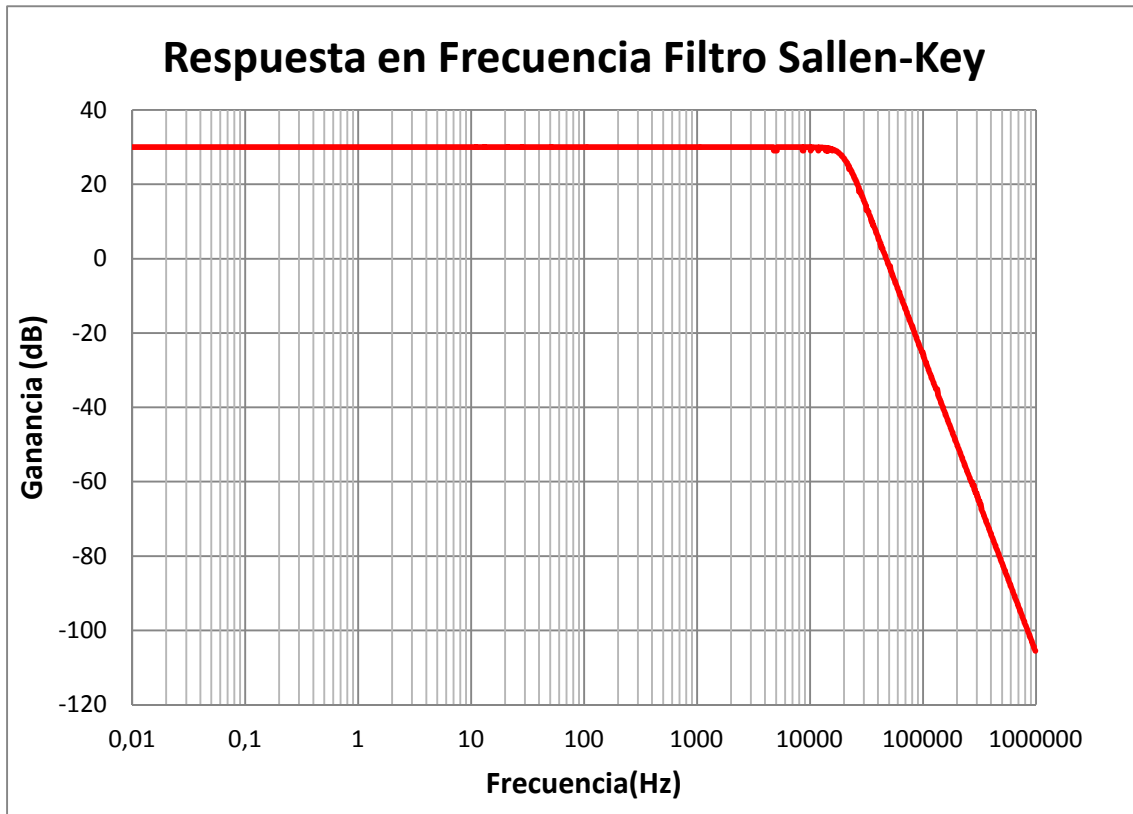


Figura 45. Respuesta en Frecuencia Filtro Sallen-Key Simulado

2.6. Diseño PCB Tarjeta Alimentación, Amplificación y Programación

Con todos los circuitos analizados y calculados en los apartados anteriores se procede al diseño del PCB de la Tarjeta de Alimentación, Amplificación y Programación. Para el diseño de los esquemas eléctricos se ha elegido utilizar el programa de diseño electrónico Altium Designer. Entre su potencial su potencial se encuentra la captura de esquemáticos, el diseño de PCBs, FPGAs y el diseño de software embebido. Su facilidad de uso y la potencia de su motor 3D le otorgan una gran ventaja frente a competidores como Eagle y Mentor Graphics

Para el diseño de este prototipo se han utilizado los módulos de captura de esquemáticos y de diseño de PCB.

2.6.1. Captura de Esquemático

Los primeros pasos en Altium consisten en la creación de un PCB Project. A continuación se deben crear un Schematic que es el espacio en el que se va a dibujar el esquema eléctrico. [24]

A continuación se comienzan a colocar los componentes necesarios. Además de los componentes expuestos en el apartado anterior, también van a hacer falta la utilización de conectores.

Los conectores que se han utilizado para esta tarjeta son los siguientes:

- 4 conectores SMA macho con Part-Number 142-0711-811 del fabricante Johnson. Se utilizan para la entrada de las salidas de vídeo de la tarjeta transceptor en el PCB.
- Un conector macho de 2 pines acodado paso 3,96 mm para la entrada de alimentación. (+12V y GND).
- Un conector de 6x2 pines macho con paso 2.54mm para la conexión con la tarjeta interface.

Altium cuenta con librerías con el símbolo y la huella de la mayoría de los componentes más utilizados en el mercado.

Se dibuja los esquemáticos y se dividen los circuitos necesarios en dos hojas.

En la Hoja 1 se colocan los componentes necesarios para los circuitos de alimentación y el PIC. En la Hoja 2 las cadenas de amplificación y filtrado de las componentes Video I y Video Q. A continuación se muestra el esquema eléctrico de los principales subcircuitos de la tarjeta.

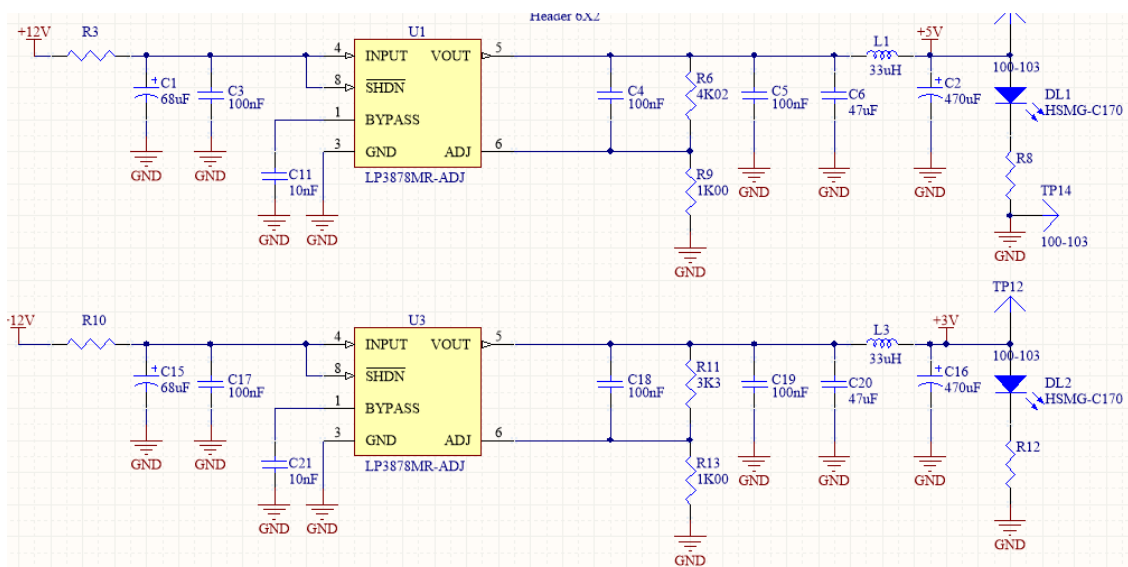


Figura 46. Esquema Eléctrico Circuitos Alimentación +3,3 y +5V

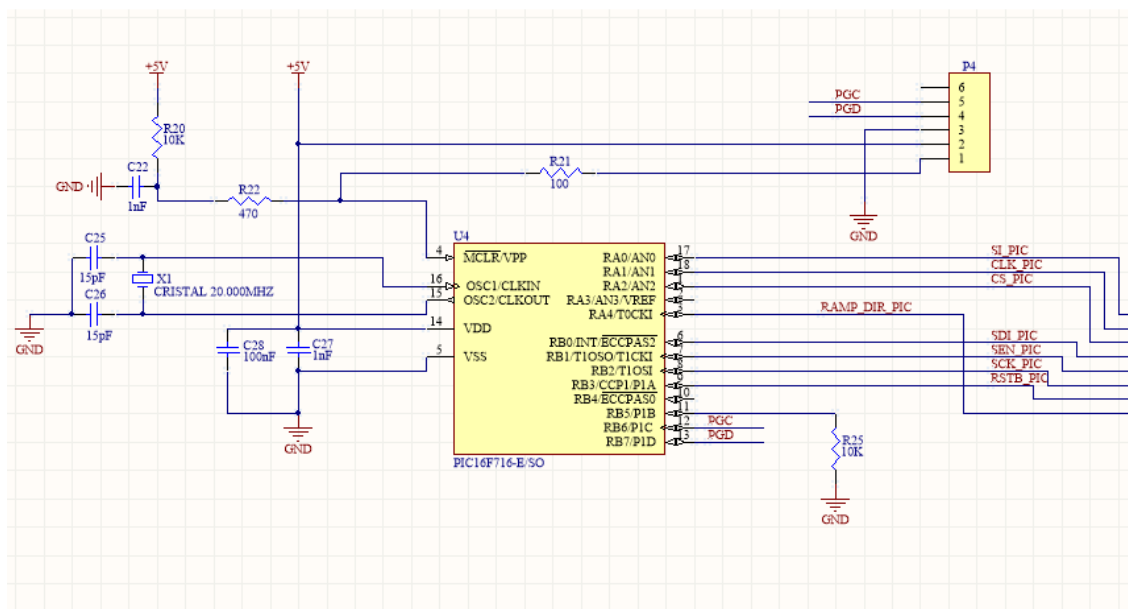


Figura 47. Circuito PIC16F716 y ICSP

En cuanto a los circuitos de amplificación de vídeo tenemos el amplificador diferencial de la entrada y el filtro+amplificador Sallen Key.

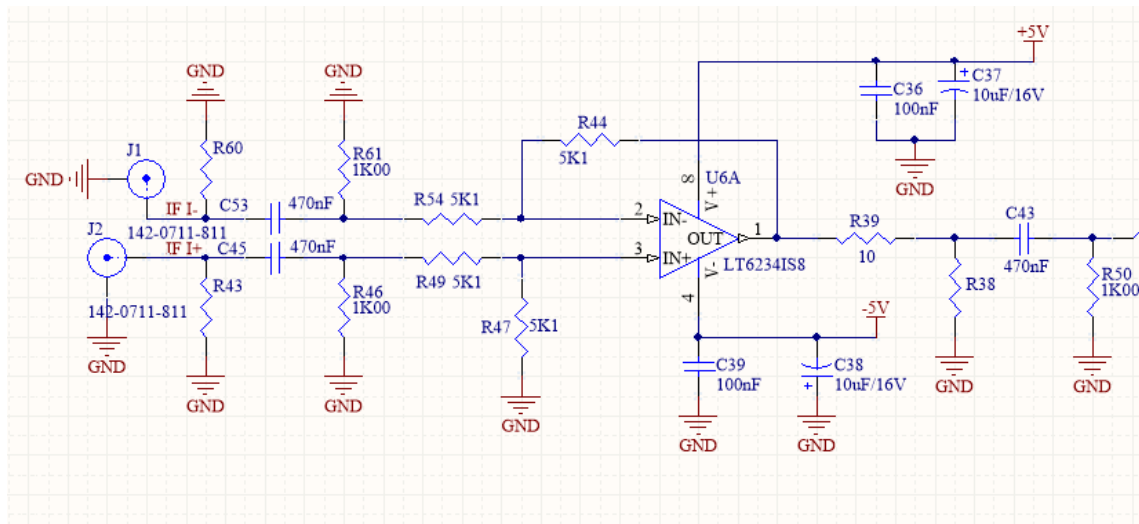


Figura 48. Circuito Amplificador Operacional Diferencial

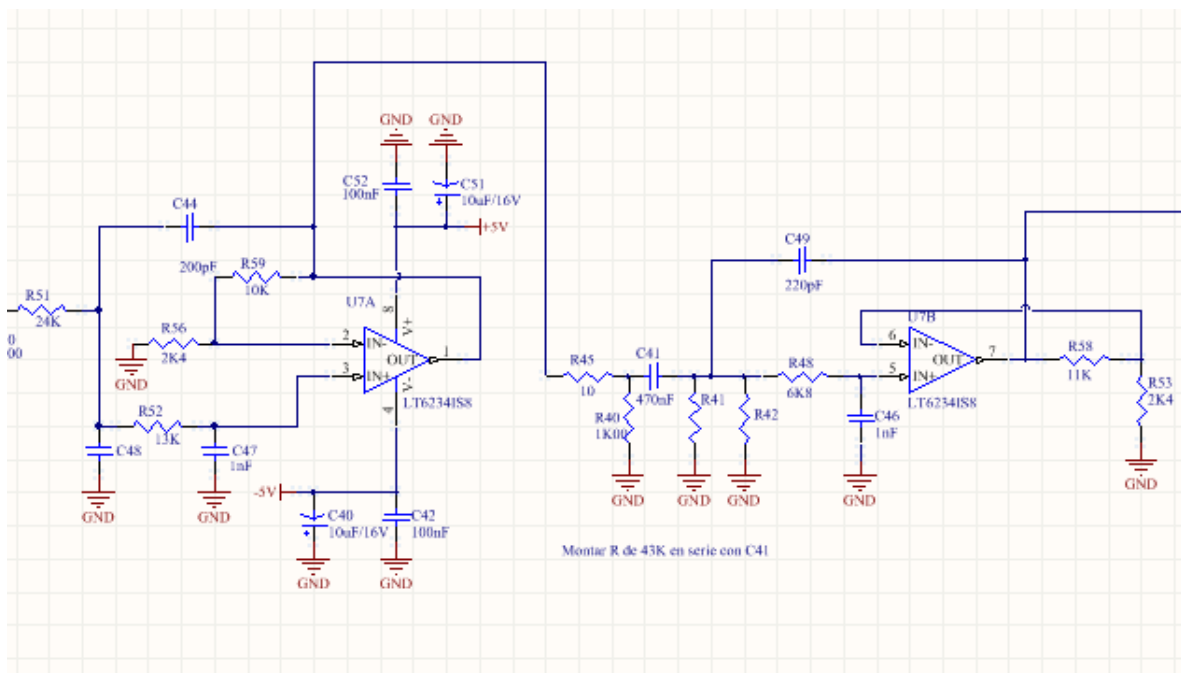


Figura 49. Circuito Filtro Activo Paso Bajo Sallen Key

Además de los conectores y los circuitos mostrados anteriormente, en el esquema eléctrico también se añaden puntos de test para las señales de programación y un circuito integrado SN74LV8T245PWR. Este circuito integrado se encarga de convertir las señales de salida del PIC de tensión +5V en las señales de tensión +3,3V necesarias para los circuitos BGT24MTR11 y HMC702.

Los esquemas eléctricos completos se encuentran en el Anexo.

2.6.2. Diseño de PCB

Una vez que se ha completado la captura del esquemático en Altium, el siguiente paso consiste en la creación del PCB.

La placa que se quiere diseñar tiene unas dimensiones de 100 x 100 mm.

En primer lugar se realiza un diseño preliminar en Autocad en el que se fija la posición de los conectores y se hace una distribución aproximada de los componentes.

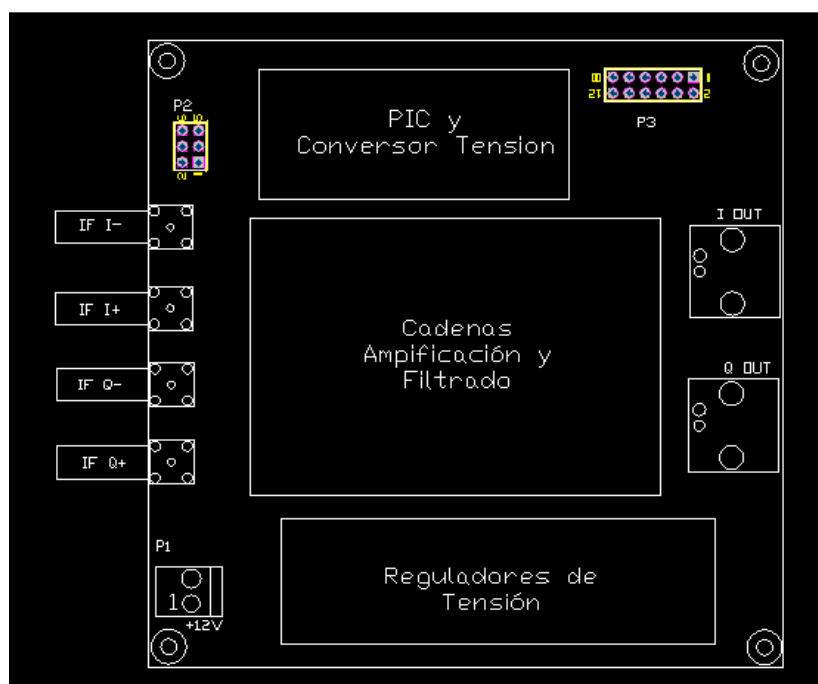


Figura 50. Diseño Preliminar Tarjeta Amplificación

El siguiente paso es volver a Altium y a continuación importar todos los componentes dibujados en el esquemático en un documento de diseño PCB. Se os generan todos los componentes dibujados en el esquema en una pantalla de diseño de PCB agrupados por cada una de las hojas del esquemático creadas.

Una vez que tenemos todos los componentes en pantalla, hay que definir el tamaño de la tarjeta que se va a crear. Para ello tomamos las dimensiones especificadas 100x100 mm y dibujamos el contorno del PCB bajo diseño.

A continuación, colocamos los componentes importados del esquemático en la PCB siguiendo el diseño preliminar que aparece en la Figura 50. La PCB diseñada tiene una estructura de 2 capas por lo que en principio podríamos colocar componentes en la capa Top o en Bottom. Sin embargo, para facilitar el montaje se ha

intentado que todos o la mayoría de los componentes se posicionen en la capa Bottom. En la Figura 51 se muestran los componentes colocados en la PCB. Las líneas grises indican las conexiones entre componentes.

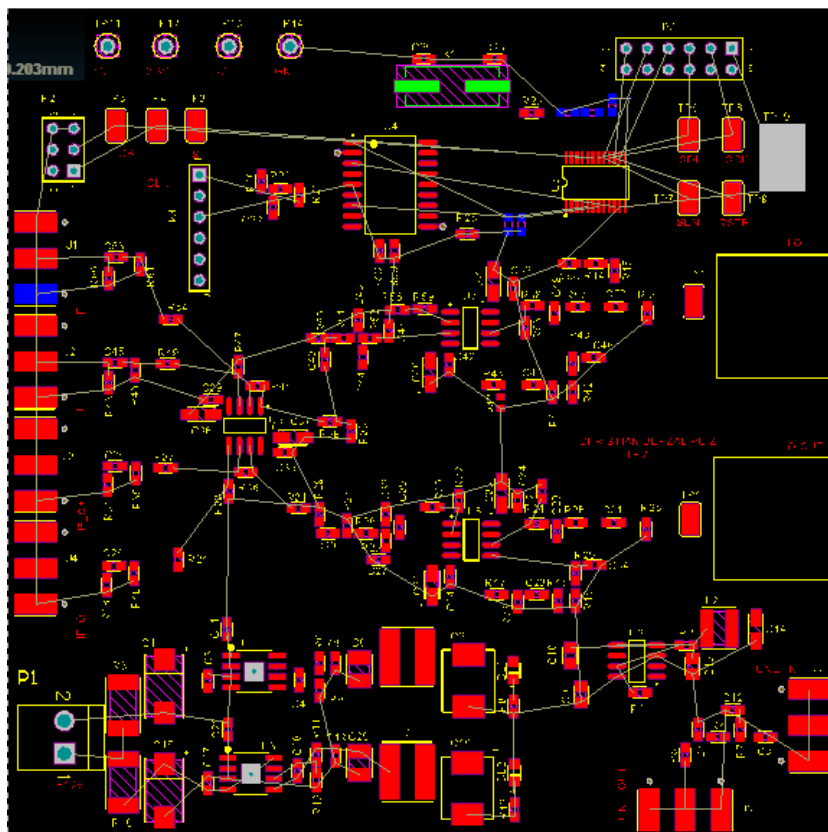


Figura 51. PCB con componentes posicionados

Una vez que tenemos todos los componentes colocados en la PCB siguiendo una forma lógica, llega el momento de realizar las conexiones entre ellos.

Altium Designer cuenta con una herramienta llamada Interactive Routing que se encarga de calcular y realizar las conexiones entre los diferentes circuitos. Esta herramienta es de gran ayuda en diseños con un gran número de conexiones como el de este prototipo. Sin embargo, esta herramienta no es perfecta y antes de dar por bueno el rutado es necesario revisar las conexiones y modificar las que no sean adecuadas a mano.

En la Figura 52 se muestra el resultado de la PCB después del AutoRoute y las modificaciones realizadas. En las pistas de alimentación y masa se ha aumentado el grosor.

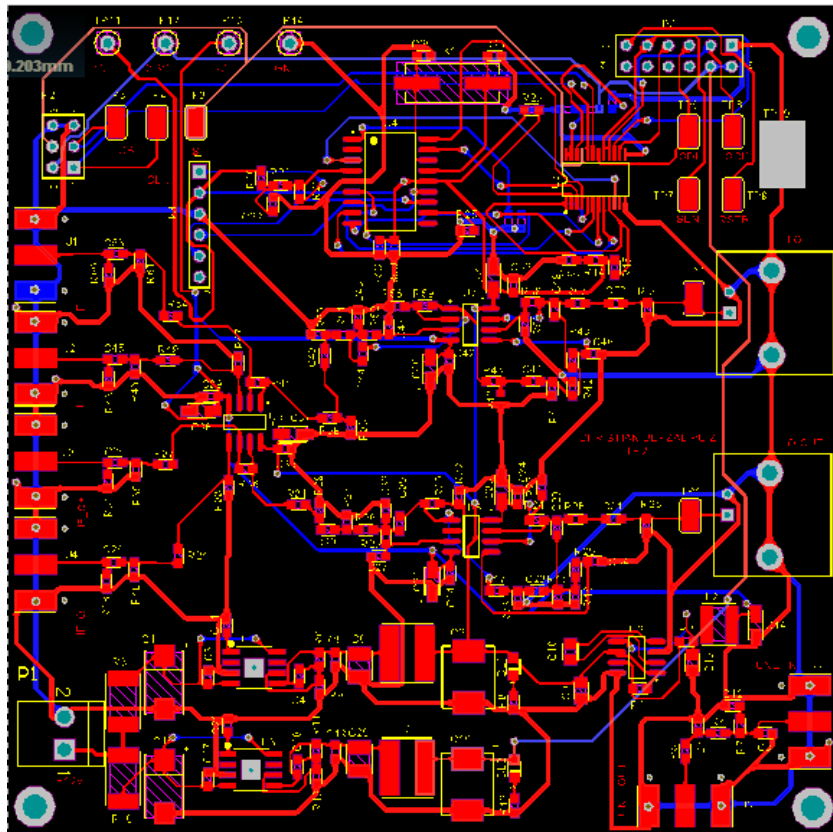


Figura 52. PCB con conexiones realizadas

Por último, una vez realizadas las correcciones del rutado (cambio anchura pistas, modificación de conexiones, etc...) se rellena el espacio entre los componentes con un polígono de cobre conectado a masa. Esto facilita el rutado y mejora la conexión de los componentes a masa. En este diseño, la conexión a masa de los componentes no es crítica pero en otros diseños en los que se incluyan circuitos de radiofrecuencia la masa la conexión a masa es fundamental.

El resultado para la capa Top y la capa Bottom después del rutado y el relleno con un plano de masa es el siguiente:

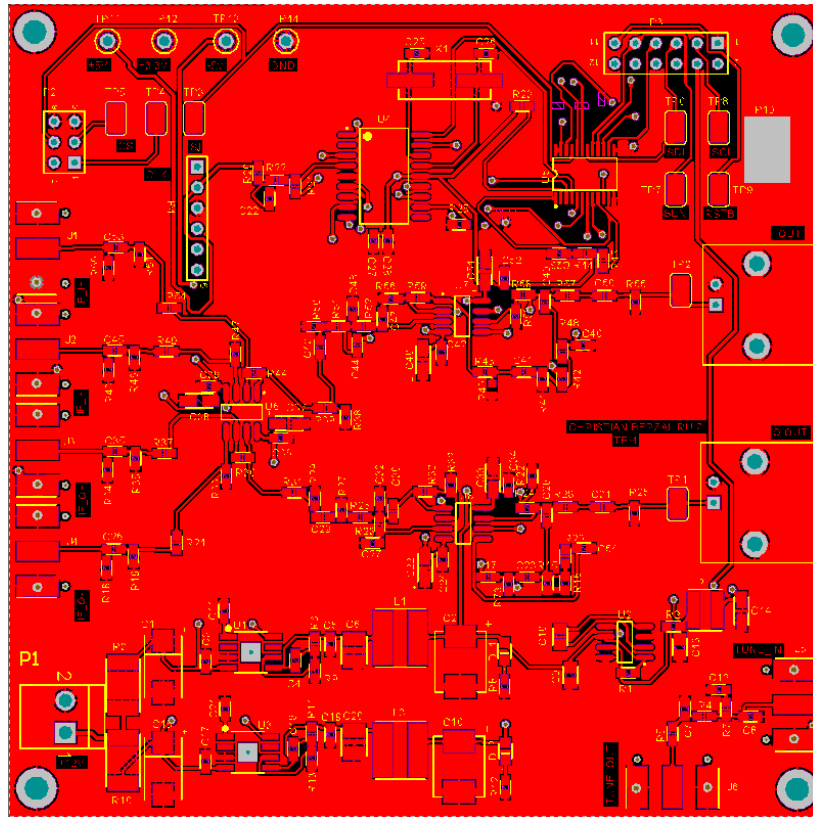


Figura 53. Capa Top PCB Diseñada

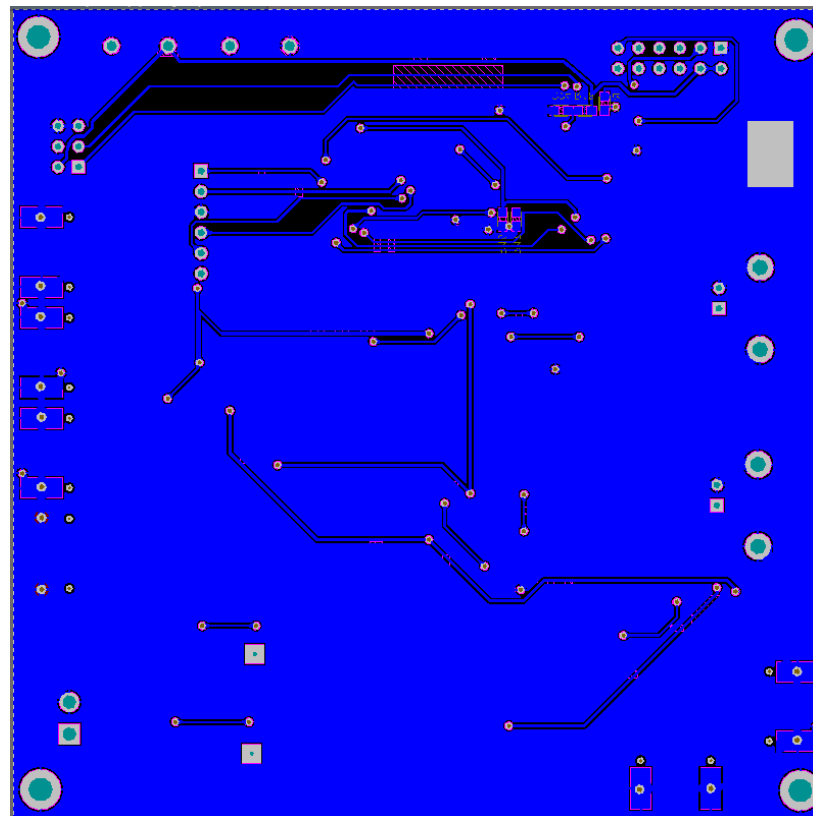


Figura 54. Capa Bottom PCB Diseñada

Y por último obtenemos el diseño 3D del PCB que se va a parecer en gran medida al resultado final del PCB fabricado.

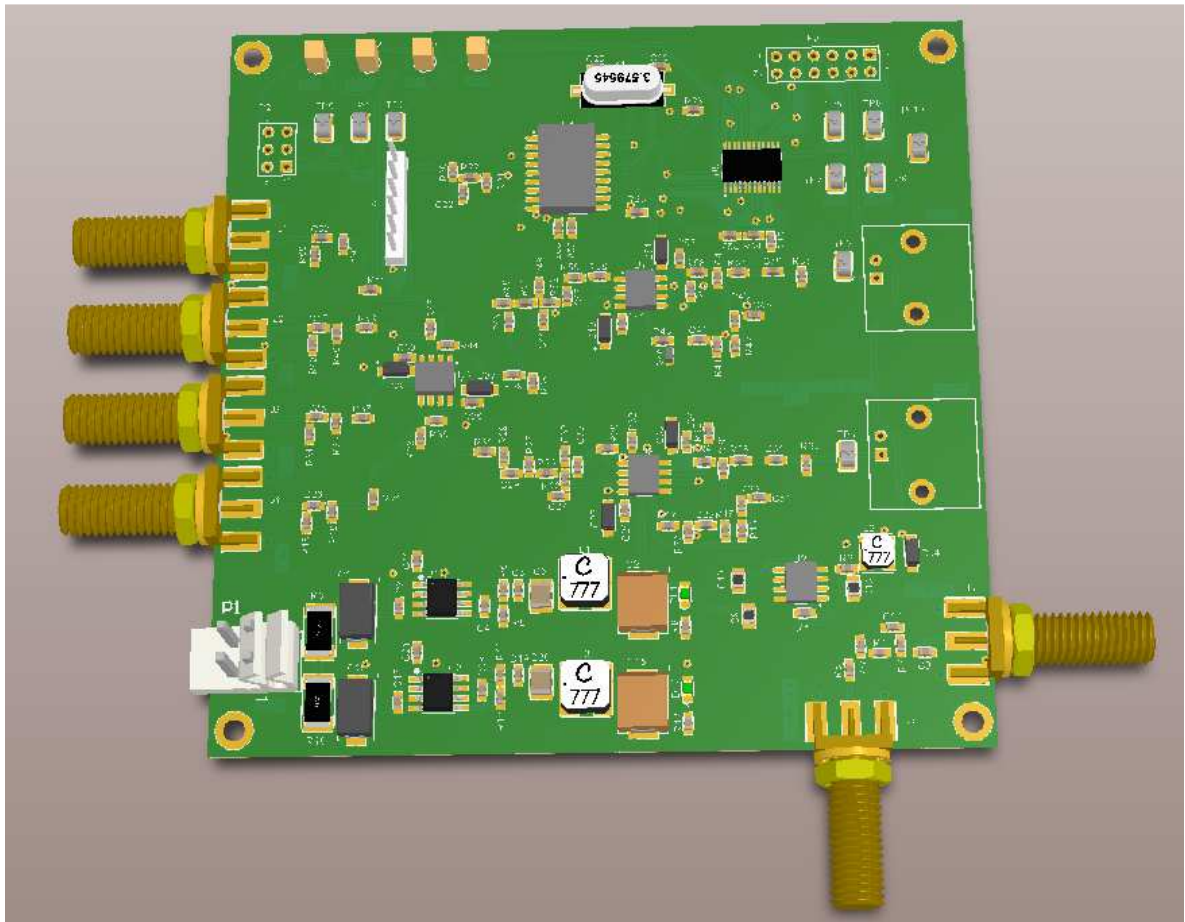


Figura 55. Imagen 3D PCB Diseñado

2.7. Fabricación PCB Tarjeta Alimentación, Amplificación y Programación

Una vez que se ha finalizado el diseño del PCB, el siguiente paso consiste en fabricar el PCB. El primer paso consiste en obtener los ficheros de fabricación en formato Gerber y los ficheros NC Drill.

Los ficheros Gerber son un conjunto de archivos en los que se especifica los datos para la fabricación de cada una de las capas (Top Layer, Top Paste, Top Solder, Bottom Layer, etc...) así como de la mecánica de la tarjeta. En el archivo NC Drill se especifica la posición y el tamaño de las vías y taladros de la tarjeta.

En Altium, se selecciona la opción Files-> Fabrication-> Outputs-> Gerber Files y en la siguiente pantalla se seleccionan los archivos que se desean generar.

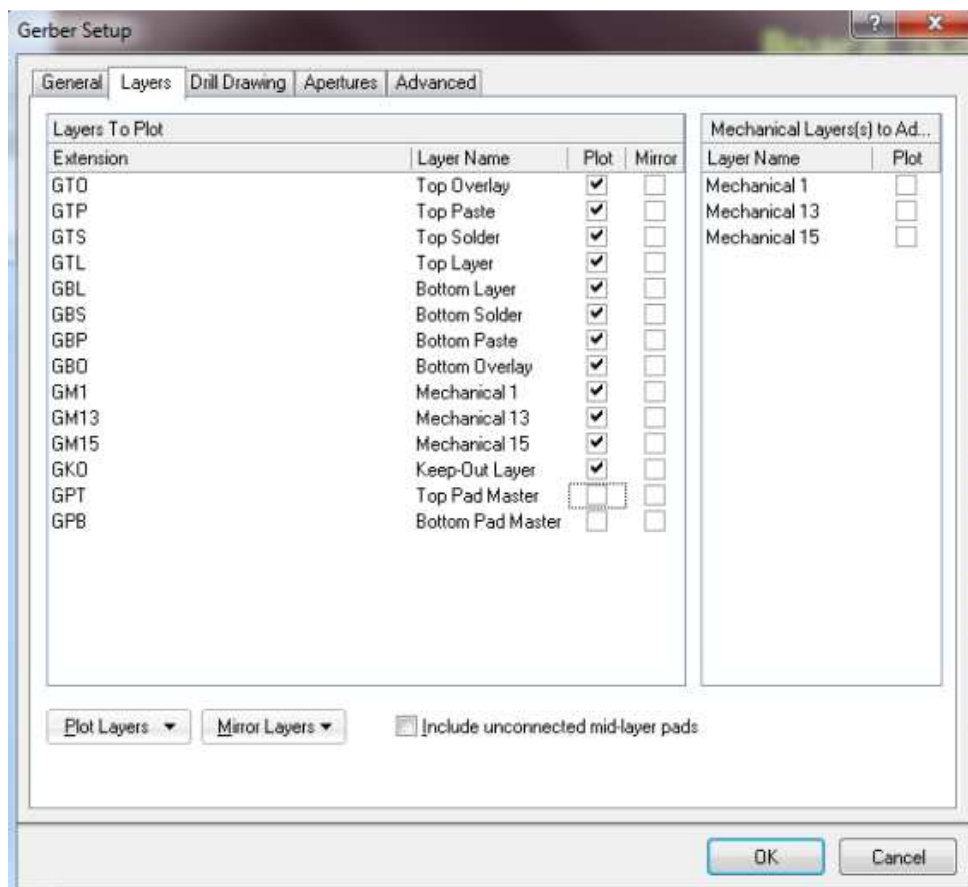


Figura 56. Generación Ficheros Gerber

A continuación se selecciona la opción Files-> Fabrication-> Outputs-> NC Drill Files y ya tenemos todos los archivos necesarios para enviar el PCB diseñado a fabricar.

La fabricación del PCB se va a realizar a través de la web <http://www.eurocircuits.com/>. Esta web permite fabricar prototipos de PCB a un precio asequible en un plazo de 7 días.

En primer lugar, a través de la web de adjuntan los ficheros de fabricación. La propia web se encarga de analizar que los datos sean correctos y permite elegir entre distintas opciones de fabricación como es el número de capas, el grosor del PCB, el acabado, etc..., a través de la herramienta PCB Visualizer.

The screenshot displays the PCB Visualizer v1.3-103-150608 interface. It is divided into several sections:

- PCB proto:** Includes fields for Delivery format (Single PCB), PCB quantity (2), Delivery term (7 working days), Number of layers (2), PCB width (100.00 mm), PCB height (100.00 mm), eC-registration compatible PCB (unchecked), and Board name (Tarjeta TFM).
- Material:** Board thickness (1.55 mm), Material Tg (145-150 °C), and Outer layer copper foil (18 µm end +/-).
- Technology:** Includes a Classification button.
- PCB definition:** Includes Top soldermask (Green), Bottom soldermask (Green), Top legend (White), Bottom legend (White), Surface finish (Any lead free fi), and Milling (No).
- Board buildup:** Shows a diagram of the board layers with a total material thickness of 1.55 mm.
- Bird's Eye View:** A top-down view of the PCB layout.
- Summary:** A table showing service details, prices, and a total cost of €92.44.
- Remarks:** A warning message about the assignment of Image PCB1_GML to Inner copper 1.
- Alternatives:** A button for Customized matrix.

Service	PCB proto
Delivery term	7 working days
Estimated shipment date	25-06-2015
Quantity	2 PCBs
Board surface / Order surface	1.00 dm² / 2.00 dm²
Prices	Gross*
Single PCB	€ 43.99
Total boards	€ 87.99
Express transport	€ 4.45
Total	€ 92.44

Figura 57. Opciones Fabricación PCB Visualizer

En el caso de este prototipo, se eligen las opciones estándar de fabricación, 1,8mm de grosor, doble capa, espesor del cobre de 18µm, mascara solder en color verde y serigrafía en blanco. Con estas opciones de fabricación, el precio para dos unidades es de 92,44€.

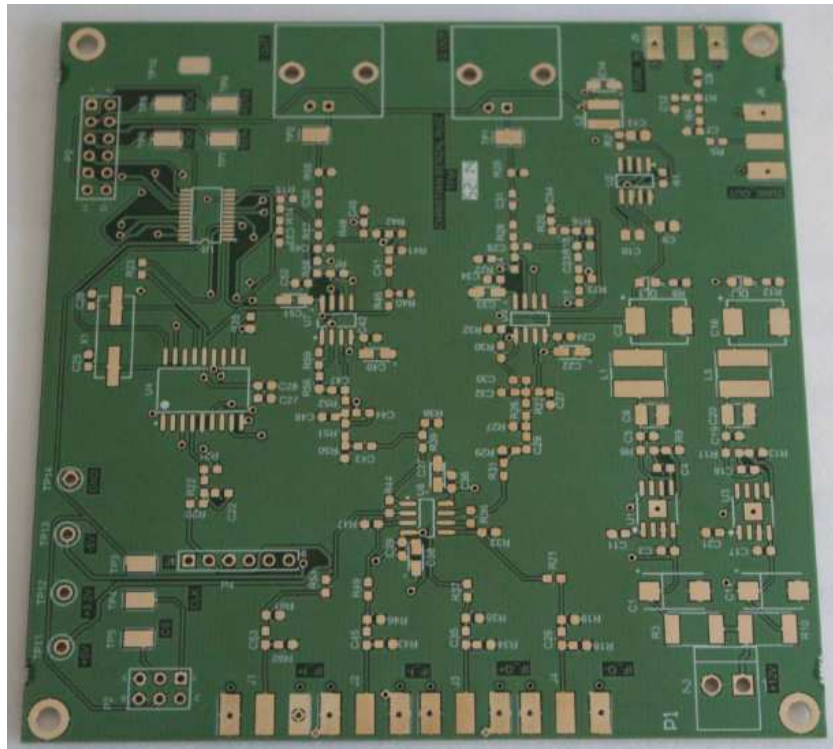


Figura 58. PCB Alimentación, Amplificación y Programación Fabricada

3 PRUEBAS PROTOTIPO RADAR DOPPLER

3.1. Montaje Prototipo Radar Doppler

Una vez que ya tenemos el PCB fabricado es el momento de montar los componentes. La mayoría de los componentes son de montaje superficial y algunos de inserción. Pueden montarse fácilmente únicamente con la utilización de un soldador de precisión. La lista de materiales de la tarjeta se encuentra en el Anexo.

El resultado de la Tarjeta de Alimentación, Amplificación y Programación con sus componentes montados es el siguiente:

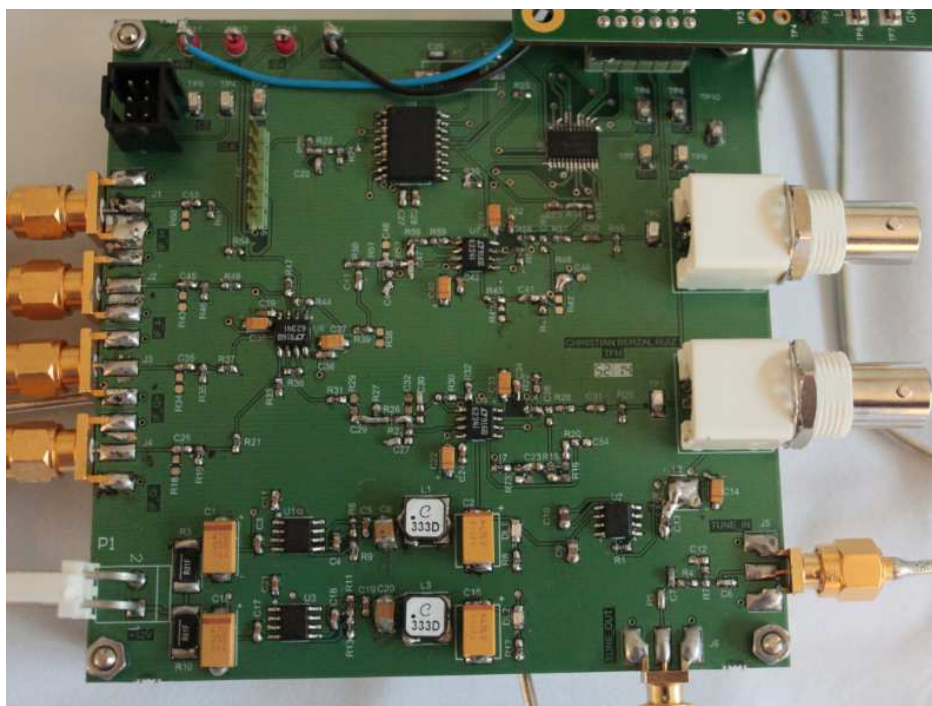


Figura 59. Tarjeta Alimentación, Amplificación y Programación Montada

El siguiente paso consiste en la interconexión de la Tarjeta de Alimentación y Programación con las placas de evaluación del transceptor BGT24MTR11 y del PLL HMC702.

Según se muestra en el diagrama de Bloques de la Figura 15, se deben de realizar las siguientes conexiones entre las tarjetas:

- Las salidas de Video de la Tarjeta Transceptor se conectan directamente con las entradas J1-J4 del PCB Diseñado.
- La salida de Prescaler Q1 de la tarjeta Transceptor se conecta con el conector J4 RF/IN de la tarjeta HMC702.

- La tarjeta HMC702 directamente pincha sobre el conector P4 de la Tarjeta de Alimentación.
- La salida J3 VTUNE de la placa HMC702 se conecta con la entrada J5 TUNE_IN de la Tarjeta Alimentación, Amplificación y Programación.
- La salida J6 TUNE_OUT de la Tarjeta de Alimentación, Amplificación y Programación se conecta con los pines FINE y COARSE de la tarjeta BGT24MTR11.
- Conectar TP11 (+5V) y TP14 (GND) de la Tarjeta de Alimentación, Amplificación y Programación a la alimentación de +5,5v y GND de la Tarjeta HMC702.
- Por último el conector P2 se conecta con cables pin a pin al conector de la Tarjeta Transceptor BGT24MTR11.

Para las conexiones entre los conectores SMA de las tarjetas se han utilizado conectores SMA Macho con P/N 11SMA-50-2-15/111 y cable EZ86.

Para la conexión entre P2 y la tarjeta transceptor se utilizan conectores Molex 90130-1110.

El resultado del montaje final del prototipo aparece en la Figura 60.

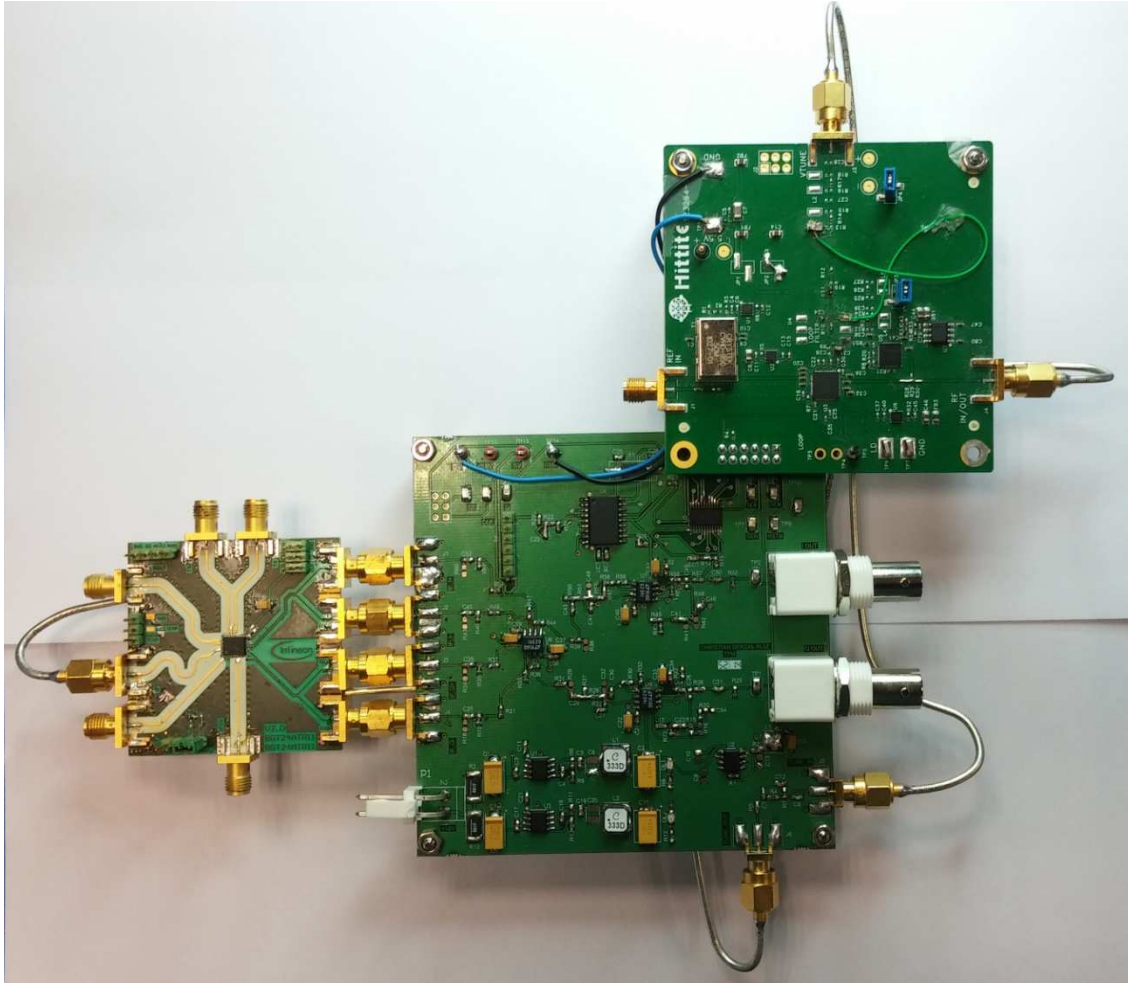


Figura 60. Montaje Final Prototipo Radar Doppler

3.2. Programación usando microcontrolador PIC en entorno MPLAB X

En este apartado se va a exponer cómo se ha realizado el firmware de control para el transceptor BGT24MTR11 y el PLL HMC702 usando el entorno de programación MPLAB del fabricante Microchip.

3.2.1. Programación Placa de Evaluación HMC702

Antes de programar el firmware de control, es necesario saber que registros y que valores son necesarios programar en el HMC702.

Para ello, se dispone de la placa de evaluación del HMC702 y su software de control Hittite PLL Eval Software. Utilizando una placa Interface USB, se conecta el HMC702 a un puerto USB del ordenador.

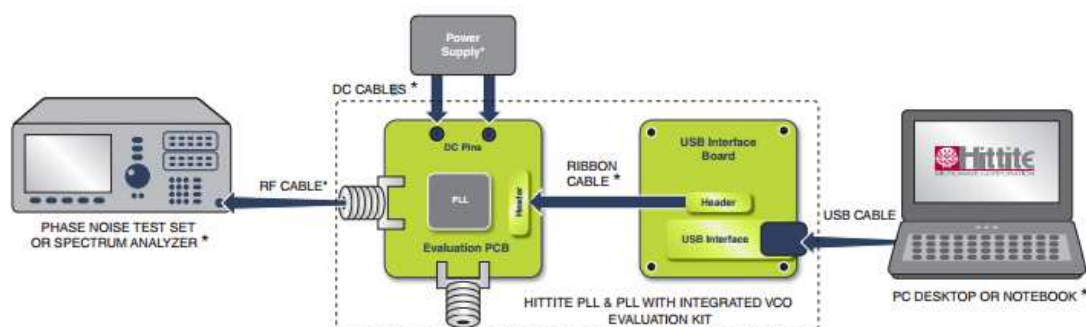


Figura 61. Esquema Conexión Placa Evaluación HMC702

Se lanza el programa Hittite PLL Eval Software y se selecciona Stand Alone PLLs y el modelo HMC702LP6CE. Aparece la interfaz de usuario del programa principal y pincha en el bottom Load Reg File. A continuación, se selecciona el Registro de Ejemplo correspondiente al PLL Fraccional.

En la siguiente pantalla, se selecciona una frecuencia de XTAL de 50 MHz, una R de 4 y se pincha en el botón update. En la casilla OUT Freq Desired (MHz) se introduce la frecuencia de salida del PLL, en este caso 1507,81 MHz, se selecciona Frac Mode y se pincha en Update Frequency.

Aparece la siguiente pantalla con todos los datos configurados. En la zona derecha se muestran los registros que se deben programar en el PLL a través del firmware creado en el PIC.



Figura 62. Pantalla Principal Hittite PLL Evaluation Software

En el siguiente diagrama de bloques se puede comprobar que la configuración es correcta, y la frecuencia de salida es de 1507,809 MHz.

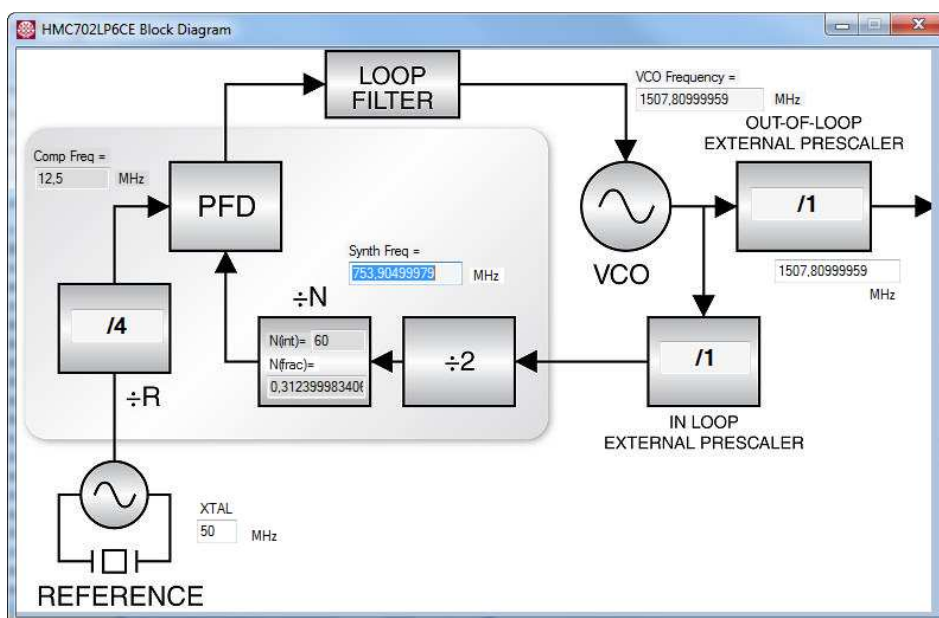


Figura 63. Diagrama de Bloques Hittite PLL Evaluation Software

Al no disponer de un VCO adecuado no se ha conectado el montaje a un analizador de espectros para comprobar que realmente se obtiene un tono de 1507.81 MHz.

3.2.2. Firmware de control en MPLAB X

El firmware de control de este prototipo se ha realizado en el lenguaje de programación C utilizando el entorno de desarrollo MPLABX del fabricante Microchip.

MPLAB es un entorno de desarrollo gratuito para ser utilizado con los microcontroladores del fabricante Microchip. Permite el desarrollo de código en varios lenguajes como son C, ensamblador, etc... y la grabación de este código directamente en los microcontroladores usando un programador. [25]

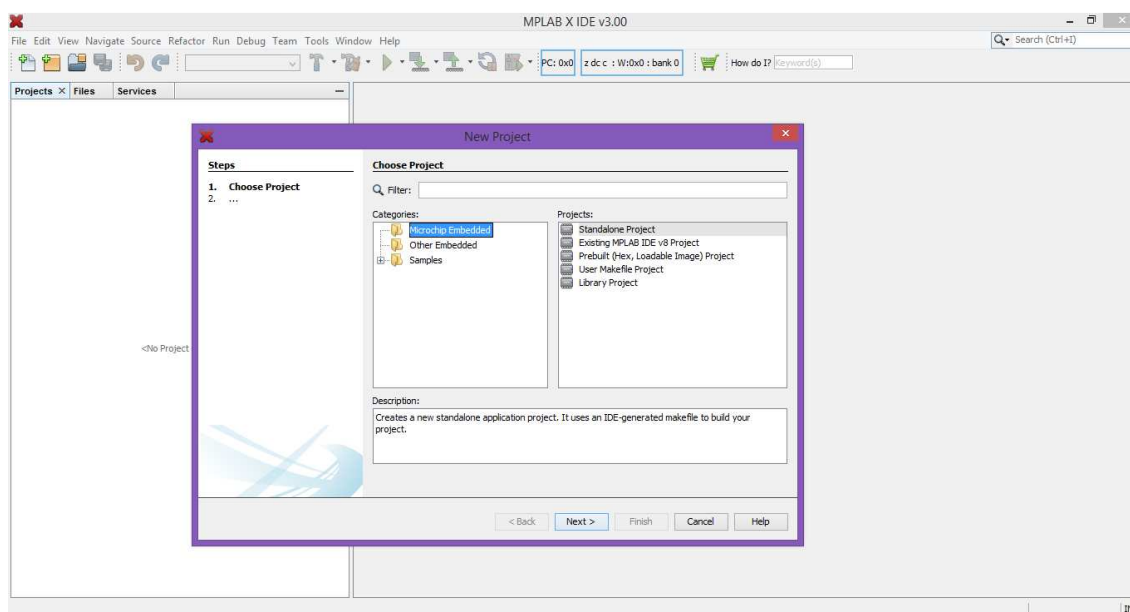


Figura 64. Ventana Principal MPLAB X

En primer lugar se selecciona File-> New Project, y se crea un nuevo proyecto para el microcontrolador PIC16F716 usando como compilador el XC8. Como herramienta de programación se ha utilizado el PICKit3.

Una vez que se ha creado el proyecto se crean 2 archivos fuente con nombre main.c y programa.c y un archivo de cabecera llamado programa.h.

En el archivo programa.h se definen las cabeceras de las funciones que se van a implementar en programa.h. En programa.c se implementan las siguientes funciones:

- *genera_reloj_sintetizador*, se encarga de generar los 32 pulsos de reloj necesarios para programar cada registro del sintetizador HMC702.

- *programa_dato*, programa cada uno de los 24 bits de datos de cada registro del sintetizador.
- *programa_dir*, programa cada uno de los 8 bits de datos de cada registro del sintetizador.
- *programa_sintetizador*, realiza la programación del sintetizador usando las funciones anteriores.
- *genera_reloj_transceptor*, se encarga de generar los 16 pulsos de reloj necesarios para programar cada registro del sintetizador HMC702.
- *programa_sintetizador*, realiza la programación de los 16 bits del transceptor usando la función anterior.

En el archivo *main.c*, se definen los bits de configuración del microcontrolador, se configuran los puertos de E/S, se define el valor inicial de los mismos y únicamente se realizan las llamadas a las funciones *programa_sintetizador* y *programa_sintetizador*. En cuanto al reloj necesario para el funcionamiento del microcontrolador, se ha utilizado un cristal de 20 MHz.

Una vez que el programa ha sido depurado y el compilador no reporta errores se pasa a la programación del microcontrolador. Este proceso se ha realizado después de la medida de las alimentaciones del apartado 3.3.1

Una copia del código de los archivos que componen el firmware se adjunta en el anexo.

3.3. Medida Prototipo Radar Doppler

Por último, una vez que tenemos el prototipo montado y con el firmware del microcontrolador programado, queda realizar las medidas oportunas para comprobar su correcto funcionamiento.

El setup de pruebas y medidas es el siguiente:

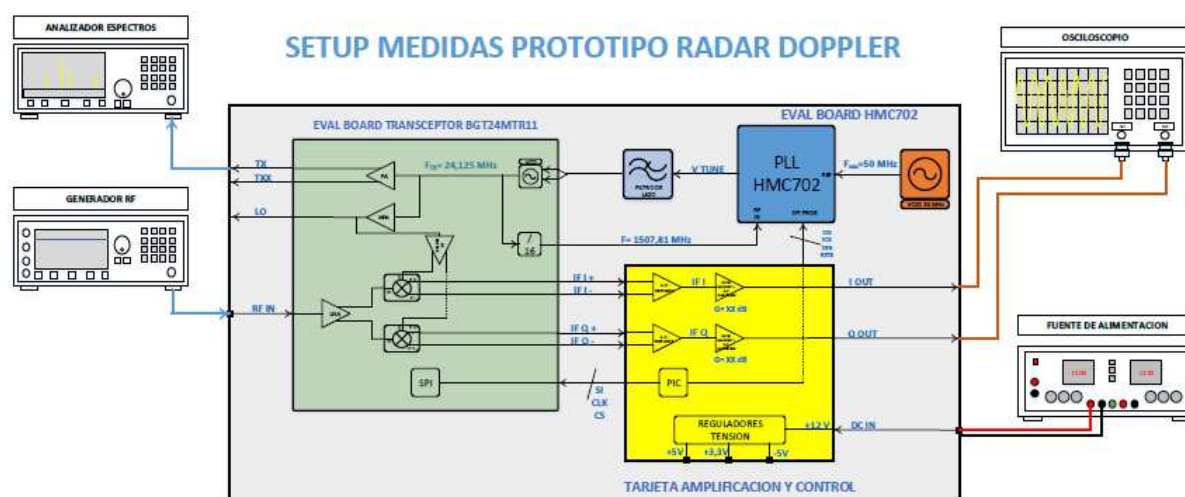


Figura 66. Trama Escritura Transceptor BGT24MTR11

Las pruebas de han realizado en el laboratorio de Radares y Comunicaciones de la empresa Indra Sistemas. Para las pruebas realizadas se han utilizado los siguientes equipos de medida:

- Analizador de Señal Agilent PXA N9030A, 3 Hz-26,5 GHz.
- Generador de Señales de RF E8275C 250 KHz-40 GHz.
- Osciloscopio Agilent DSO6104A.
- Fuente de Alimentación Promax FAC-662B.
- Multímetro Fluke F115.

3.3.1. Medida Alimentación

El primer paso a la hora de comprobar el correcto funcionamiento de un prototipo es asegurar que los valores de las tensiones de alimentación de los circuitos integrados presenten los valores adecuados.

Se conecta el prototipo a la fuente de alimentación configurada con una tensión de salida de +12V. El primer dato que se observa es el valor de corriente consumida que muestra el display de la fuente de alimentación. El consumo de este prototipo es de 0,38A, en términos de potencia 4,56 W.

A continuación se mide los valores de tensión de salida de los reguladores de tensión en los puntos de test destinados al efecto (TP11-TP14). Los resultados son los siguientes:

- +5V (TP11) +4,83 V
- +3,3V (TP12) +3,29 V
- -5V (TP13) -4,75 V

Antes de pasar al siguiente paso, se observa que los led's DL1 y DL2 funcionan correctamente y que todos los circuitos integrados de la tarjeta y las placas de evaluación reciben correctamente las tensiones que les corresponden.

3.3.2. Carga FW y Medida Señales de Control

Una vez que se ha comprobado que las alimentaciones son correctas, se pasa a la carga del FW de control en el microcontrolador. Para ello se ha utilizado un programador USB, PICkit 3 del fabricante Microchip. Simplemente es necesario conectar el programador en el conector P4 de la Tarjeta de Alimentación y pulsar en "Make and Program Device" para grabar el código en el micro.

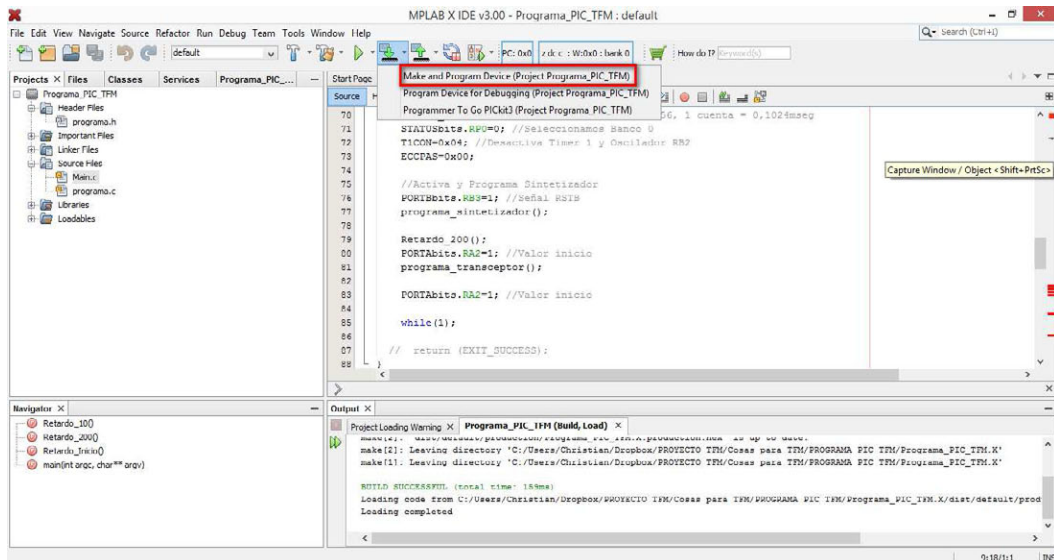


Figura 67. Carga FW Microcontrolador PIC16F716

Una vez que le firmware se ha cargado correctamente, utilizando un osciloscopio se comprueba que la escritura de los registros en el sintetizador HMC702 se realiza de la misma forma en que se muestra en la Figura 33.



Figura 68. Trama Escritura Sintetizador HMC702

Se trata de la escritura en el registro 0x01 del valor 0x00FE9B. El canal 1 (traza amarilla) corresponde a la señal SDI, el canal 2 (traza verde) corresponde a la señal de reloj SCK y el canal 3 (traza morada) corresponde a la señal SEN.

De la misma forma, se comprueba que el método de escritura programado en la función *programa_transceptor* corresponde con lo especificado en la Figura 24.

Corresponde a la programación en el transceptor 0x0048. El canal 1 (traza amarilla) corresponde a la señal SI, el canal 2 (traza verde) corresponde a la señal de reloj CLK y el canal 3 (traza morada) corresponde a la señal \CS.



Figura 69. Trama Escritura Transceptor BGT24MTR11

3.3.1. Medida Señal TX y Prueba RX

Por último se va a medir la señal transmitida por el radar y se va a realizar una prueba del funcionamiento completo del prototipo. Para ello se inyectará usando un generador de RF una señal en la entrada de RX del circuito transceptor y se capturará y procesará las señales de vídeo I/Q de salida.

En primer lugar se conecta una de las salidas de TX a la entrada de RF IN del analizador de espectros PXA. La salida de TX restante se carga con 50 Ohmios.

Se configura el analizador con una frecuencia central de 24.125 GHz y un Span de 50 MHz. En la Figura 70, se observa que aparecen unas señales espurias a $\pm 12,5$ MHz. Estas señales se corresponden con restos de la frecuencia de entrada al comparador de fase $50 \text{ MHz} / R = 4 = 12,5 \text{ MHz}$.

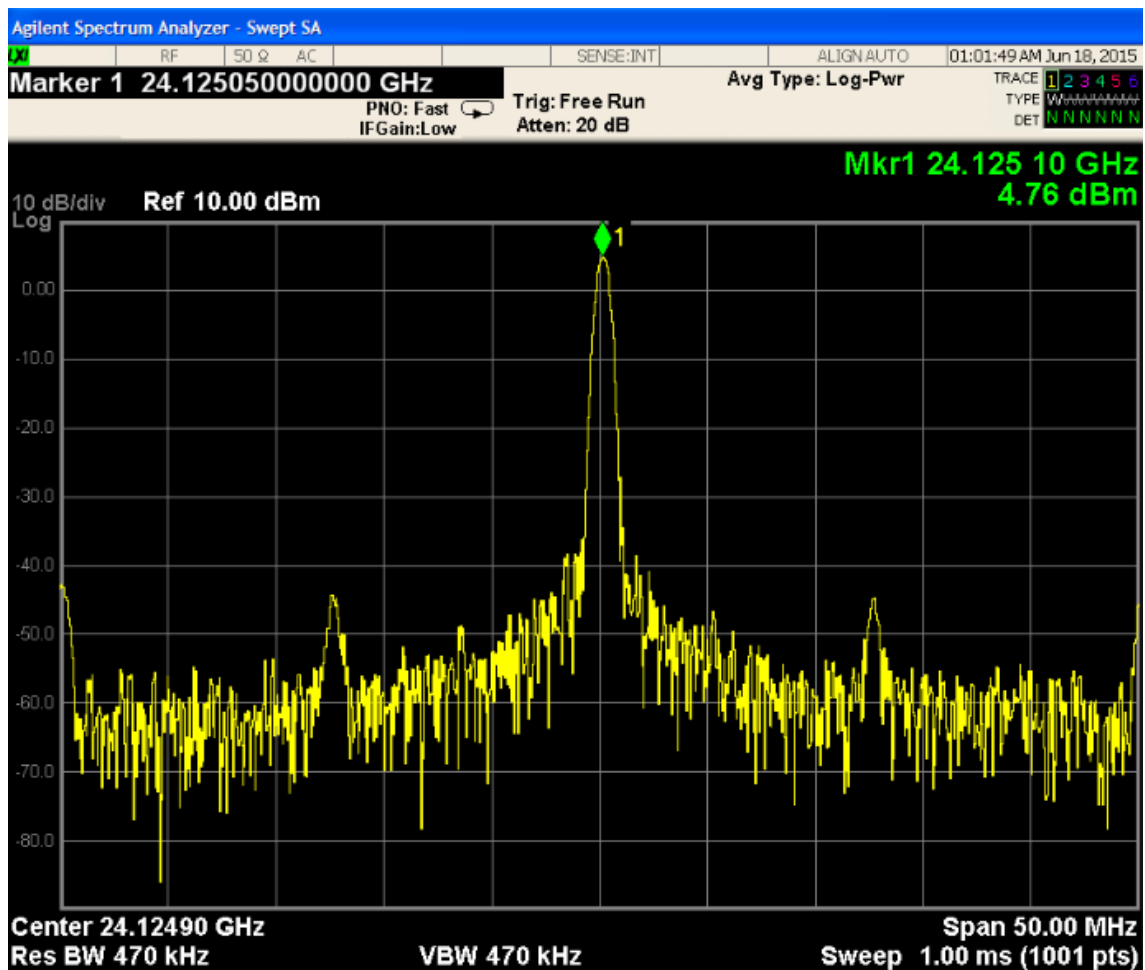


Figura 70. Tono TX 24,125 GHz Span 50 MHz

La desviación en frecuencia (100 KHz) es debida a una pequeña variación en la frecuencia de referencia del oscilador de entrada al PLL.

El factor de multiplicación total de este PLL es de 482,5 veces. Por lo que para obtener una desviación a la salida de 100 kHz, la frecuencia de referencia se ha desviado $100 \text{ KHz} / 482,5 = 207 \text{ Hz}$.

Este valor está dentro de lo esperado ya que en el apartado 2.4.2 se especifica que el pulling del oscilador CVHD-50M es de $\pm 20 \text{ ppm}$, lo que correspondía a $\pm 1 \text{ KHz}$.

A continuación se muestra una captura más del tono en el analizador de espectros, esta vez con un span de 10 MHz.

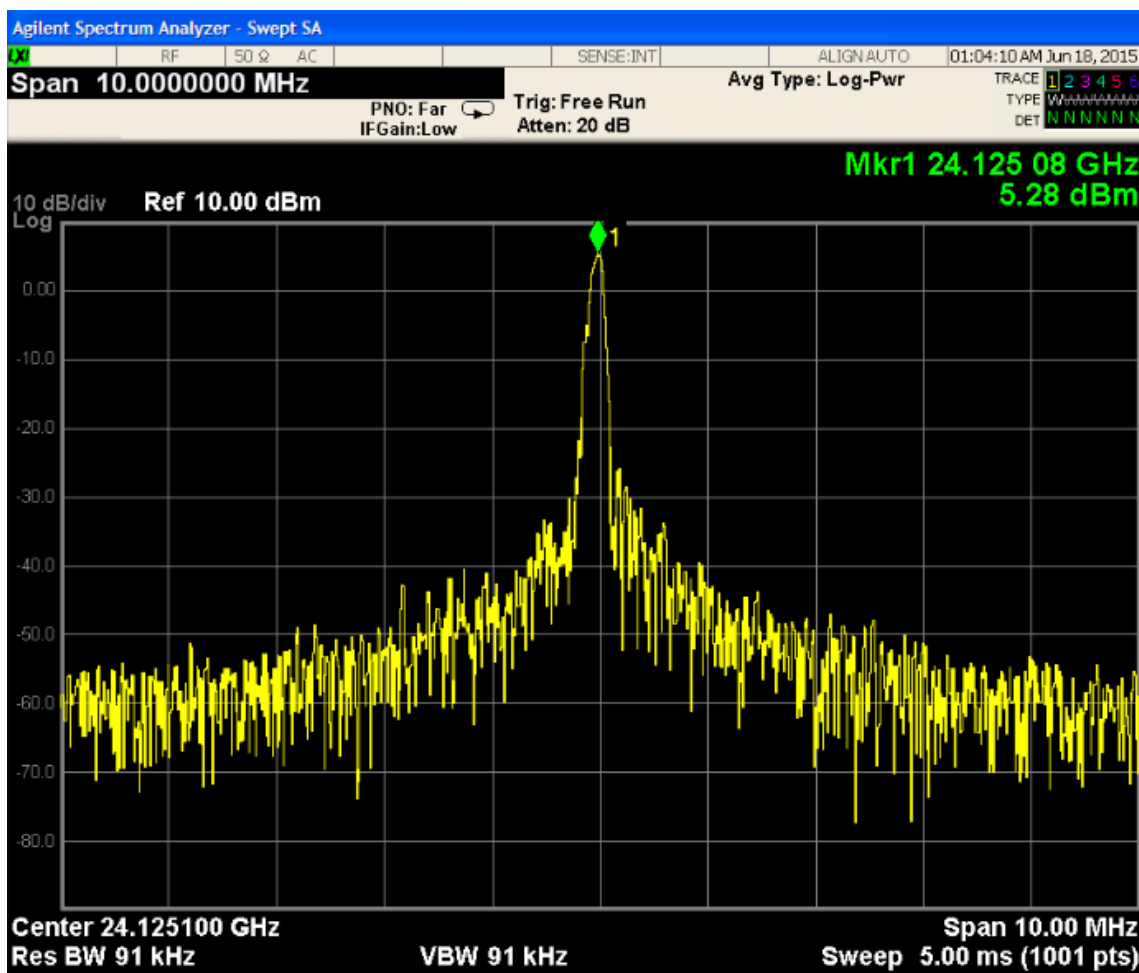


Figura 71. Tono TX 24,125 GHz Span 10 MHz

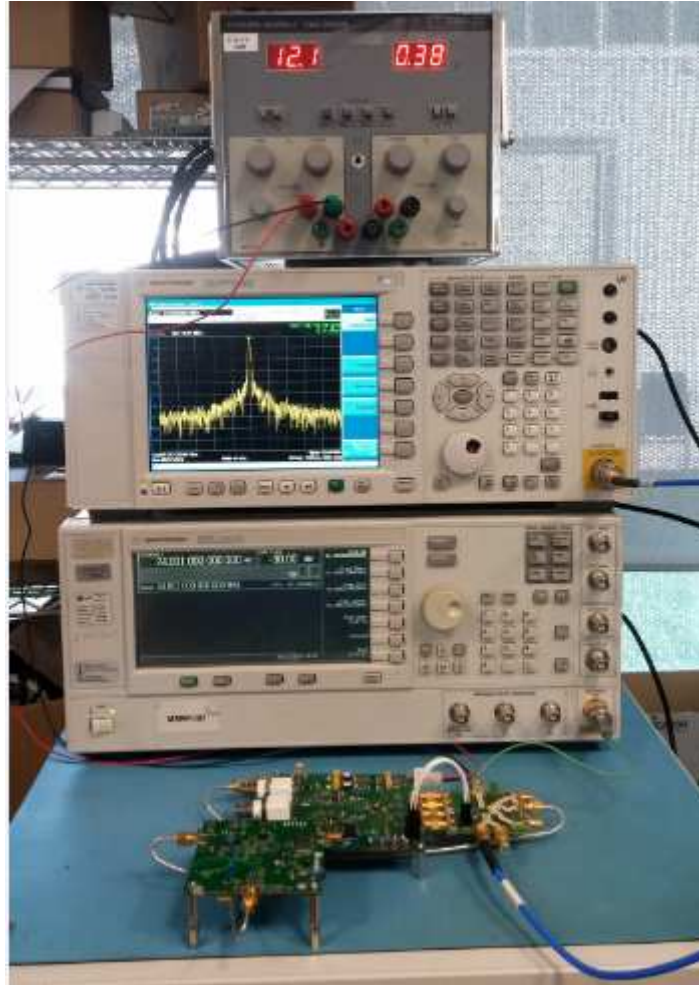


Figura 72. Setup de Medida

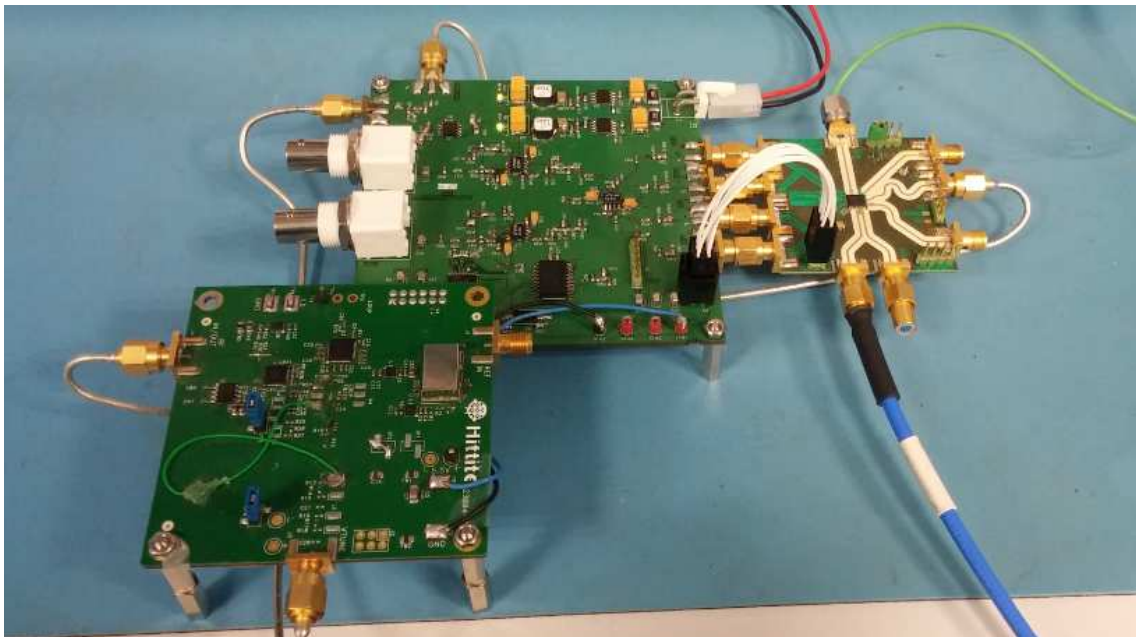


Figura 73. Vista Detallada Setup de Medidas

Una vez que se ha comprobado que la transmisión funciona correctamente, el último paso es probar la recepción.

Para la prueba de este prototipo/demostrador no tiene sentido montar el filtro Sallen Key diseñado en el apartado 2.5.3 ya que únicamente nos limitaría el ancho de banda de medida. Por esa razón, únicamente se han montado las resistencias de amplificación de esos filtros.

La siguiente prueba va a consistir en la inyección de un tono de frecuencia mayor que la frecuencia transmitida (frecuencia Doppler positiva) y de otro tono de frecuencia inferior a la transmitida (frecuencia Doppler negativa) y a partir del cálculo de la FFT de las señales I/Q recibidas determinar el sentido de un hipotético blanco.

Según lo mostrado en el apartado 1.2.2, la F_{Doppler} se define como:

$$F_{\text{Doppler}} = f_T - f_R = \frac{2}{\lambda} v_r = \frac{2f_0}{c} v_r = \pm v \cos \theta \quad (38)$$

Y el signo de esta F_{Doppler} nos determina el sentido del movimiento. Si el signo es +, el blanco se considera que está acercándose físicamente mientras que si el tono es -, el blanco se considera alejándose.

En primer lugar se inyecta un tono con un generador de RF en el conector de RFIN de la tarjeta transceptor de una frecuencia superior a la frecuencia de transmisión. En este caso, la frecuencia es de 24,125346 GHz con una potencia de -25 dBm. El valor de potencia se ha ajustado para obtener unas señales I/Q en el osciloscopio de ± 2 Vpp.

$$F_{\text{Doppler}} = f_T - f_R = 24,1251\text{GHz} - 24,125346\text{ GHz} = -246\text{ KHz}$$

En el osciloscopio se muestran las señales I/Q correspondientes a la frecuencia Doppler recibida. Se capturan las trazas de los dos canales y se calcula utilizando Matlab el espectro de las señales recibidas.

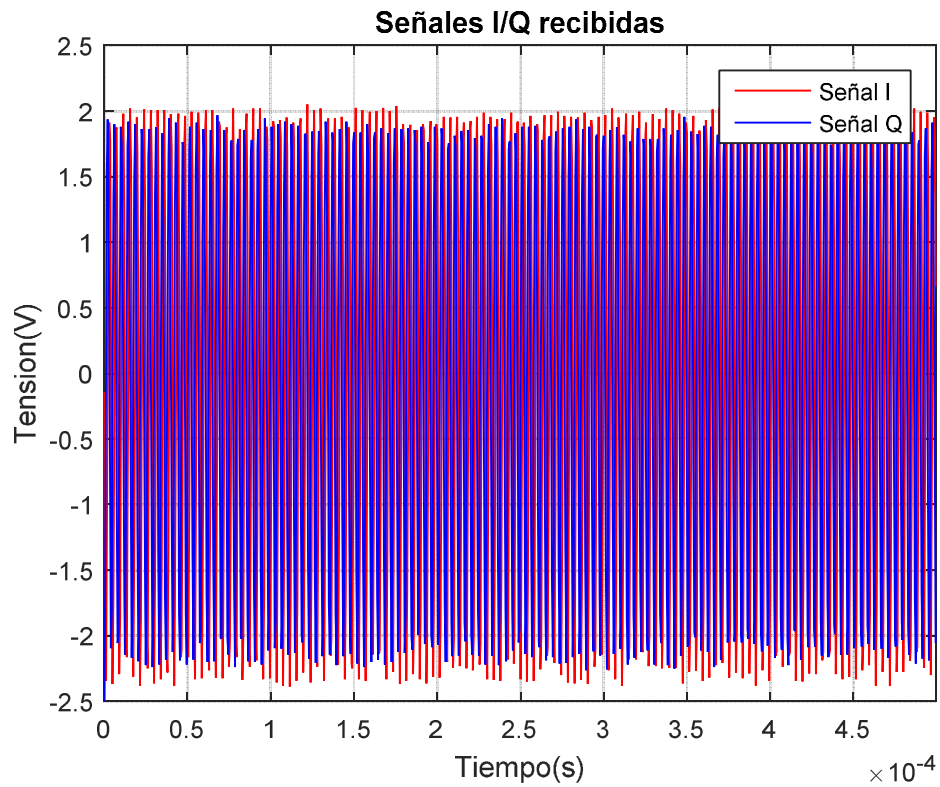


Figura 74. Señales I/Q recibidas con F_{Doppler} negativa

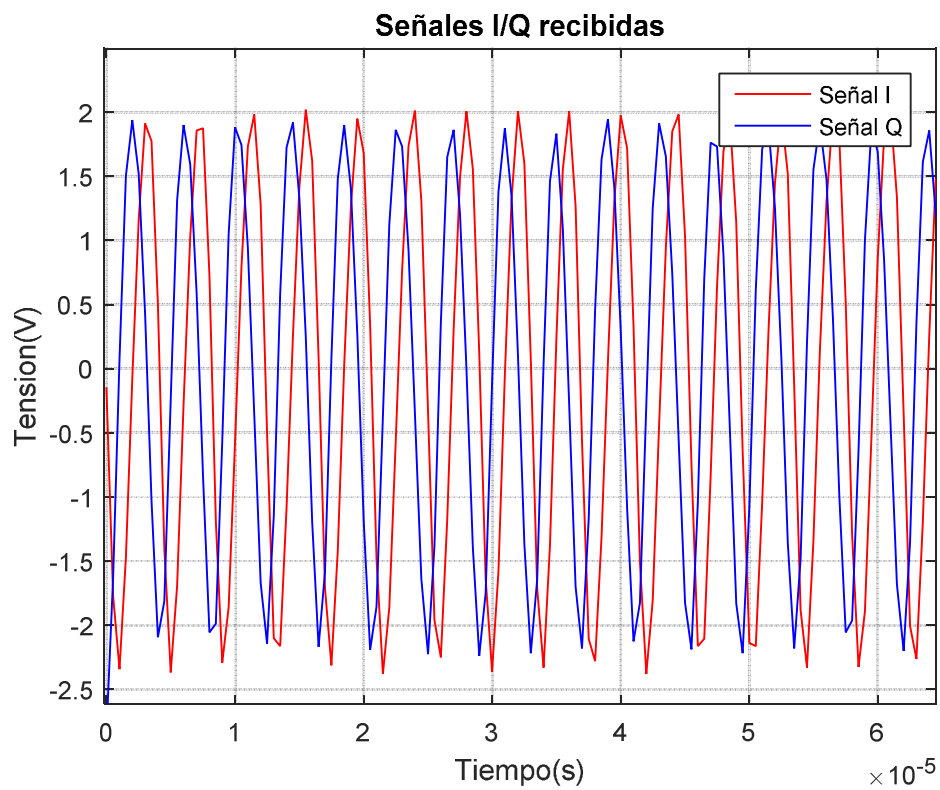


Figura 75. Detalle de señales I/Q recibidas con F_{Doppler} negativa

El espectro muestra un tono a una frecuencia de -246 KHz y un tono a 246 KHz con un nivel de -30 dB inferior. Este rechazo de portadora es debido a la modulación I/Q y nos sirve para distinguir entre blanco acercándose o alejándose al radar. En este caso podemos concluir que alejándose.

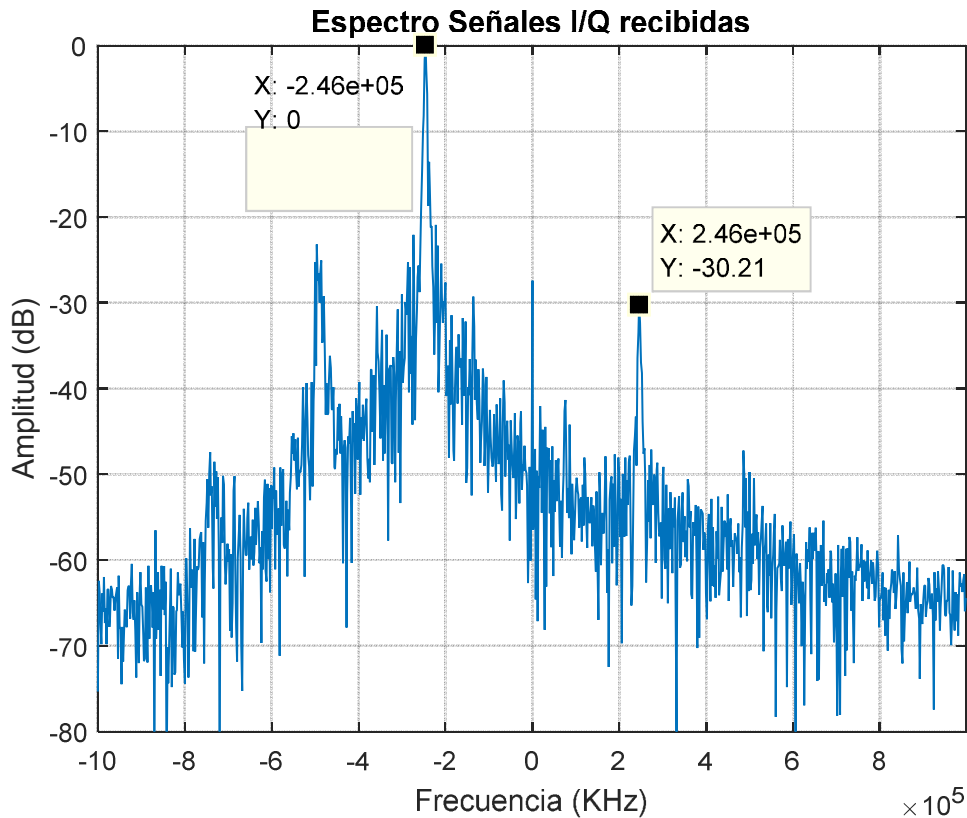


Figura 76. Espectro con blanco alejándose

El otro caso medido es para una frecuencia inferior a la transmitida que nos genera una F_{Doppler} positiva. En este caso:

$$F_{\text{Doppler}} = f_T - f_R = 24,1251\text{GHz} - 24,124842\text{ GHz} = -258\text{ KHz}$$

En la Figura 75 se puede observar que la señal Q va adelantada 90° respecto de la señal I mientras que en la Figura 77 es la señal I la que va adelantada 90° respecto de la señal Q. Este efecto se aprecia también en la representación del espectro de la Figura 78 ya que el tono de mayor frecuencia en este caso es el de frecuencia positiva. Una vez obtenido el valor de frecuencia, sólo quedaría calcular la velocidad a partir de la fórmula:

$$F_{\text{Doppler}} = 2f_0 \frac{v}{c_0} \cos\theta \quad (39)$$

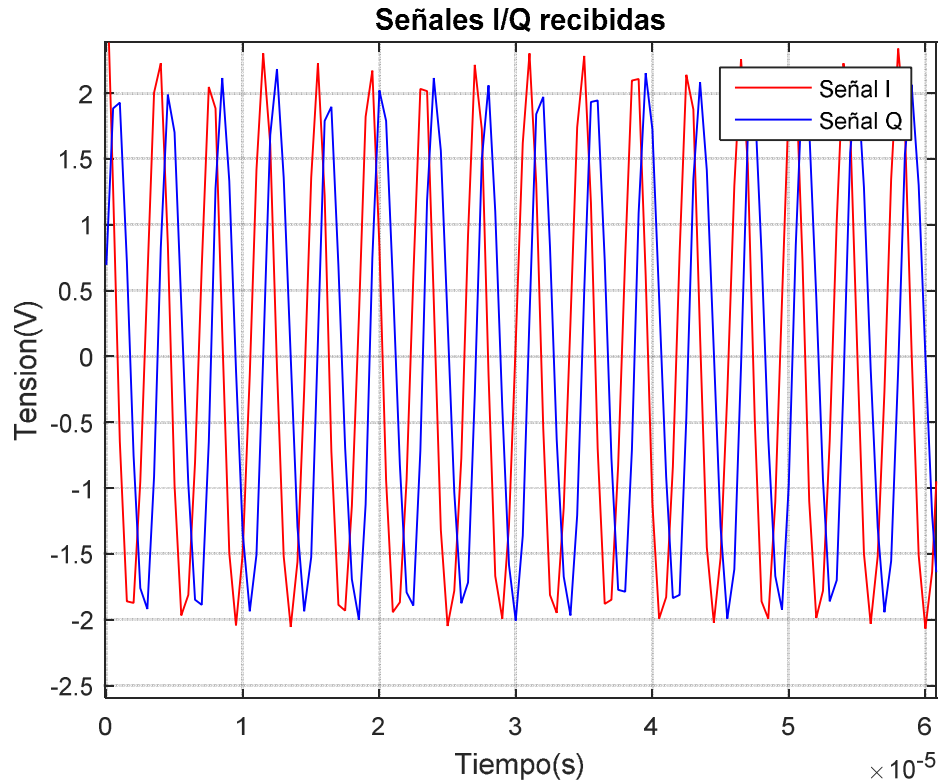
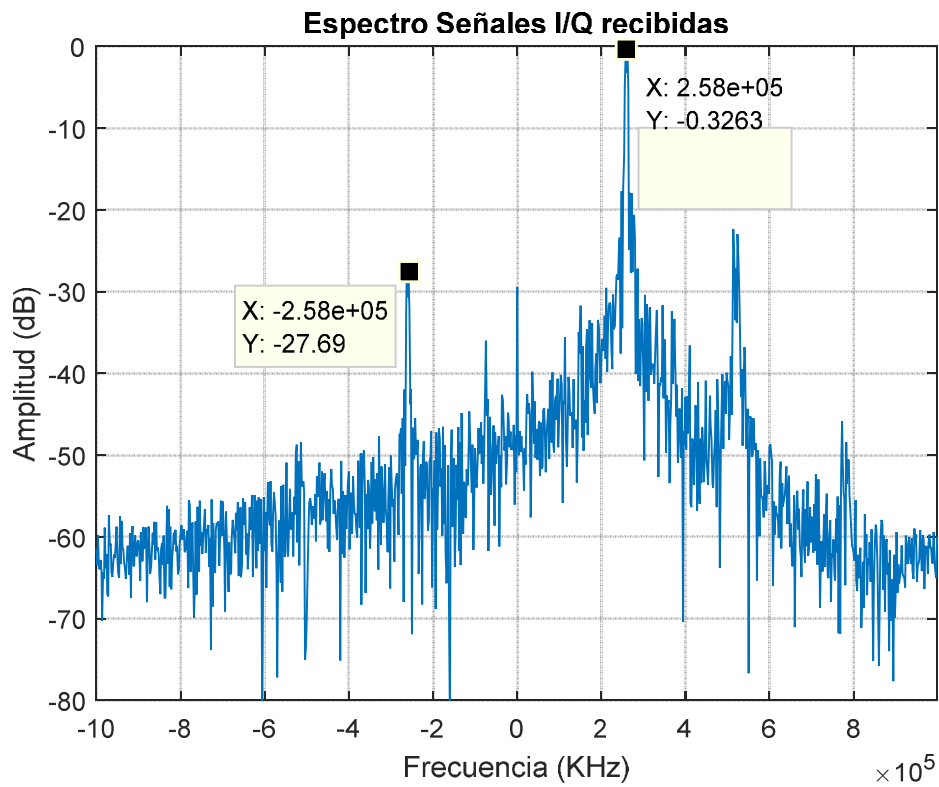

 Figura 77. Señales I/Q recibidas con F_{Doppler} positiva


Figura 78. Espectro con blanco alejándose

4 PRESUPUESTO PROTOTIPO RADAR DOPPLER

4.1. Presupuesto

En este capítulo se va a proceder a realizar un desglose del presupuesto que ha sido necesario para el desarrollo del proyecto. Se ha dividido en tres partes en función de a que es debido el coste.

- Costes debido al hardware
- Costes debido al software
- Costes debido al capital humano

4.1.1. Costes Hardware

En este apartado se van a definir los costes debidos al material utilizado para la realización de este Trabajo de Fin de Máster.

En primer lugar se va a detallar el coste de los materiales de la Tarjeta de Alimentación, Amplificación y Programación.

DESCRIPCIÓN	CANTIDAD	PART-NUMBER	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
PCB TARJETA ALIMENTACION	2	PCB TARJETA ALIMENTACION	46,22	92,44 €
CRIS CUAR 20MHZ 18PF 30PPM 49USMX ROHS.	1	CRISTAL 20.000MHZ /18PF/ATF	2,45	2,45 €
DUAL AMPLIFICADOR OPERACIÓN BAJO RUIDO	3	LT6234IS8	5,73€	17,19 €
CONVERSOR NIVELES 8 BITS	1	SN74LVC8T245PWR	1,07€	1,07 €
MICRO 8BIT PIC 16F716	1	PIC16F716-E/SO	1,04€	1,04 €
REGULADOR TENSIÓN INVERSOR 200mA ALTA FRECUENCIA	1	MAX889TESA+	5,6€	5,60 €
REGULADOR TENSIÓN AJUSTABLE BAJO NIVEL RUIDO	2	LP3878MR-ADJ	2,5€	5,00 €
TERMINAL DE TEST TIPO ARGOLLA NEGRO D=2.	4	100-103	0,2	0,80 €
TERMINAL TEST MONTAJE SUPERFICIAL ROHS.	10	S1751-46	0,155	1,55 €
RST CHIP 100R00 1% 1/10W 100PPM 0603 RO	3	CR0603-FX-1000ELF	0,015€	0,05 €
RST CHIP 10K00 1% 1/10W 100PPM 0603 RO.	6	CR0603-FX-1002ELF	0,015€	0,09 €
RST CHIP 10R00 1% 1/10W 100PPM 0603 RO.	4	CR0603-FX-10R0ELF	0,015€	0,06 €

RST CHIP 4K70 1% 1/10W 100PPM 0603 RO.	5	CR0603-FX-4701ELF	0,015€	0,08 €
RST CHIP 0R00 1% 100PPM 0603 0.10W ROHS.	6	CR0603-FX-0R0ELF	0,015€	0,09 €
RST CHIP 3K30 1% 1/10W 100PPM 0603 RO.	1	CR0603-FX-3301ELF	0,015€	0,02 €
RST CHIP 1K00 1% 1/10W 100PPM 0603 RO.	14	CR0603-FX-1001ELF	0,015€	0,21 €
RST CHIP 4K02 1% 1/10W 100PPM 0603.	1	CR0603-FX-4021ELF	0,015€	0,02 €
RST CHIP 5K10 1% 1/10W 100PPM 0603 RO.	12	CR0603-FX-5101ELF	0,015€	0,18 €
RST CHIP 2K00 1% 1/10W 100PPM 0603 RO.		CR0603-FX-2001ELF	0,015€	0,00 €
RST CHIP 100K00 1% 1/10W 100PPM 0603 RO.	2	CR0603-FX-1003ELF	0,015€	0,03 €
TIRAS PINES VARIAS	1	Header 6	1,5€	1,50 €
CONECTOR ALIMENTACION 2 PINES	1	Header 2 3.96mm	1,2	1,20 €
BOB CHIP 33UH 20% 4018 ROHS	1	LPS4018-333MLB	1,3€	1,30 €
BOB CHIP 33UH 20% SMT LPS6235.	2	LPS6235-333MLB	1,8€	3,60 €
CNC COAX BNC H ACOD PCB 75R 0-1GHZ ROHS.	2	546-5115	2,96€	5,92 €
CNC COAX SMA END LAUNCH JACK(H) BULKHEAD.	6	142-0711-811	3,5€	21,00 €
DIODO LED MONTAJE SUPERFICIAL	2	HSMG-C170	0,174€	0,35 €
COND CHIPCER 47N0 10% 25V X7R 0603.	2	06033C473KAT2A	0,036€	0,07 €
COND CHIPCER 100P0 10% 50V NP0 0603	4	06035A101KAT	0,036€	0,14 €
COND CHIPCER 15P0 10% 50V NP0 0603.	2	06035A150KAT2A	0,036€	0,07 €
COND CHIPCER 470N0 10% 25V X7R 0603.	8	06033C474KAT2A	0,036€	0,29 €
CON CHIPCER 1N0 50V 5% NP0 0603 ROHS	2	06035A102JAT2A	0,036€	0,07 €
CON CHIPTANT 10U0 10% 16V TAJA ROHS.	7	TAJA106K016RNJ	0,41€	2,87 €
CON CHIPCER 10N0 50V 5% NP0 0603 ROHS	2	06033C103KAT	0,036€	0,07 €
COND CHIPCER 1U0 10% 50V X7R 0805 ROHS.	1	08055C105KAT2A	0,2€	0,20 €

COND CHIPCER 4U7 20% 10V X7R 0805.	2	0805ZC475MATRA	0,2€	0,40 €
CON CHIPCER 10N0 25V Y5V 0603	9	06035C103KAT	0,036€	0,32 €
COND CHIPCER 47UF 10V 10% X5R 1210.	2	GRM32ER61A476KE20L	0,968€	1,94 €
CON CHIPCER 100N0 -20/+80% 25V Y5V 0603	15	06033G104ZAT2A	0,036€	0,54 €
CON CHIPTANT 470U0 10% 10V TAJ 7361.	2	TAJV477K010	4,2€	8,40 €
CON CHIPTANT 68UF 10% 25V TAJ 7343	2	TAJD686K025R	3,826€	7,65 €
CONECTOR SMA BORDE HEMBRA	6	526-5763	5,52 €	33,12 €
CONECTOR SMA AÉREO	5	11 SMA-50-2-15/111NE	7,56 €	37,80 €
CABLE SEMIRRÍGIDO EZ86	2	M17/133-RG405	2,80 €	5,60 €
CONECTOR MOLEX 2x6 2,54	1	90130-1106	11,12 €	11,12 €
CONECTOR HEMBRA 2x6	2	90142-0010	0,99 €	1,98 €

COSTE TOTAL MATERIALES PCB	275,48 €
-----------------------------------	-----------------

Tabla. V. Coste Materiales Tarjeta Diseñada

Una vez conocidos los costes totales de la Tarjeta, se van a detallar los costes totales de Hardware del prototipo diseñado:

ELEMENTO	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
ORDENADOR PORTÁTIL LENOVO Z500	1	763,00 €	763,00 €
TARJETA ALIMENTACION, ALIMENTACIÓN Y PROGRAMACIÓN	1	275,48 €	275,48 €
TARJETA EVALUACIÓN HMC702LP6CE	1	1615€	1.615,00 €
TARJETA EVALUACIÓN BGT24MTR11	1	350€	350,00 €
PROGRAMADOR PICKIT3 MICROCHIP	1	45€	45,00 €

COSTE TOTAL HW	3.048,48 €
-----------------------	-------------------

Tabla. VI. Coste HW Prototipo

4.1.2. Costes Software

En este apartado se van a detallar los costes debido al software utilizado para la realización d este proyecto.

Son los siguientes:

ELEMENTO	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
S.O. WINDOWS 8.1	1	59,99 €	59,99 €
MICROSOFT OFFICE 2007	1	55,97 €	55,97 €
MATLAB R2015A	1	0€	0,00 €
MPLAB X IDE	1	0€	0,00 €
ALTIVM DESIGNER	1	0€	0,00 €
FILTER PRO DESKTOP	1	0€	0,00 €
HITTITE PLL EVAL SOFTWARE	1	0€	0,00 €
DRAFTSIGHT	1	0€	0,00 €

COSTE TOTAL SW	115,96 €
-----------------------	-----------------

Tabla. VII. Coste SW Prototipo

El coste Sw de este prototipo es relativamente bajo ya que en su mayoría se han utilizado programas de software libre, en otros se han utilizado alternativas de software libre en lugar de programas comerciales (Draftsight en lugar de Autocad) y en otros casos se ha utilizado versiones con licencia de estudiante o de evaluación (Matlab y Altium).

4.1.3. Coste Capital Humano

En este apartado se van a calcular el coste del tiempo empleado por un Ingeniero Técnico de Telecomunicación para la realización de este trabajo. Se ha definido el precio de la hora trabajada a 35€.

ELEMENTO	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
COSTE HORA TRABAJO INGENIERO T. TELECOM	240	35,00 €	8.400,00 €

COSTE TOTAL CAPITAL HUMANO	8.400,00 €
-----------------------------------	-------------------

Tabla. VIII. Coste Capital Humano

4.1.4. Coste Total Proyecto

En este apartado se calculan los costes totales. Sin embargo, no se han incluido los costes de los aparatos de medida ni los costes de utilización del Laboratorio de Radares y Comunicaciones de Indra Sistemas.

COSTE TOTAL HW	3.048,48 €
COSTE TOTAL SW	115,96 €
COSTE TOTAL CAPITAL HUMANO	8.400,00 €

COSTE TOTAL PROYECTO	11.564,44 €
----------------------	--------------------

Tabla. IX. Coste Total Proyecto

5

CONCLUSIONES

Una vez finalizada la realización de este Trabajo de Fin de Máster queda demostrado que se han cumplido los objetivos planteados al comienzo del mismo. Estos objetivos eran:

- Profundizar en el conocimiento y funcionamiento de los radares Doppler.
- Conocer los sistemas y la normativa de los actuales de medida de velocidad
- Simular, diseñar, montar y comprobar el correcto funcionamiento de un PCB diseñado ad-hoc para este proyecto.
- Programar utilizando un microcontrolador la frecuencia de salida del radar así como los parámetros de configuración del transceptor
- Profundizar en el manejo de equipos de medida de radiofrecuencia a alta frecuencia tales como analizador de espectros, generador de señal, etc...
- Mostrar el correcto funcionamiento del prototipo de Radar Doppler realizado.

Los radares Doppler cada vez están más presentes en múltiples ámbitos de la vida cotidiana y con muy distintas aplicaciones. Su frecuencia de funcionamiento y nivel de integración se prevé que siga creciendo inversamente a su tamaño.

Este TFM ha mostrado que no es necesario es posible trabajar con sistemas de alta frecuencia utilizando circuitos integrados en lugar de los circuitos “bare die” de antaño. El tamaño del prototipo diseñado es inferior al tamaño de una hoja de papel y tiene grandes posibilidades de integración. En cuanto al coste, es moderadamente alto debido al alto coste de las tarjetas de evaluación pero si se decidiera integrar en un solo PCB los tres subcircuitos, este coste se reduciría drásticamente.

En cuanto a las futuras líneas de investigación, se pueden proponer bastantes alternativas como las siguientes:

- Diseñar una antena de parche para la etapa de transmisión y otra de para la etapa de recepción de forma que el prototipo sea independiente de la instrumentación.
- Sustituir el microcontrolador PIC16F716 por una Tarjeta Arduino, de forma que se abarate el coste hardware del prototipo.

- Crear una interfaz de control en la que se pueda modificar en tiempo real la configuración del PLL y las opciones del transceptor.
- Aprovechar el modo sweeper del PLL HMC702 para generar rampas de frecuencia en modo diente de sierra o triangulares y convertir el prototipo en un radar Doppler FMCW sin necesidad de modificaciones HW.

6 BIBLIOGRAFÍA

- [1] Radar Handbook, Chapter 1 An Introduction to Radar, Merrill I. Skolnik, McGraw Hill, 1990.
- [2] Introduction al radar, Ivan López Espejo, Abril 2001.
- [3] Application Note I, Radar Sensing and Detection of Moving and Stationary Objects. InnoSent GmbH.
- [4] Pérez Martínez, Dr. Félix y Asensio López, Dr. Alberto. Sistemas de radar. Sistema de postgrado en sistemas y redes de telecomunicaciones.
- [5] García Fominaya, Javier Antonio. Nuevas técnicas de localización, clasificación e identificación para radares de vigilancia superficial y alta resolución en escenarios LPI [Tesis doctoral]. Universidad Politécnica de Madrid, 2004
- [6] Tráfico y seguridad vial nº 204, 2010. www.dgt.es/revista
- [7] Cirano-500M Memoria Técnica Aprobación de Modelo. Indra Sistemas S.A.
- [8] Especificaciones del radar de trafico Multanova 6F. Disponible en: http://www.truepoint.es/joomlablog/images/stories/pdfs_tiporadar/multanova_6fmr_o.pdf
- [9] Información del radar de trafico TrafficStar SR590. Disponible en: <http://www.multanova.ch/trackingradar>.
- [10] Especificaciones técnicas del radar de trafico RANGER. Disponible en: <http://www.mphindustries.com/pdfs/ranger.pdf>
- [11] Microwave Journal Feb 2014, Single-Chip 24 GHz Radar Front End.
- [12] BGT24MTR11 Silicon Germanium 24GHz Transceiver MMIC Datasheet, Infineon Technologies
- [13] User's Guide to BGT24TR11 24 GHz Radar, Infineon Technologies
- [14] Using BGT24MTR11 in Low Power Applications, Infineon Technologies
- [15] MT-086, Fundamentals of Phase Locked Loops (PLLs), Analog Devices
- [16] CVHD-950 Datasheet, Crystek Devices
- [17] HMC702LP6CE 14 Ghz 16 Bit Fractional-N PLL Datasheet, Hittite Microwave
- [18] User Manual Hittite PLL Eval Board
- [19] LP3878ADJ Low Noise Adjustable Voltage Regulator Datasheet, Texas Instruments
- [20] MAX889TESA+ High-Frequency, Regulated, 200mA, Inverting Charge Pump Datasheet, Maxim Integrated
- [21] PIC16F716 8bit Microcontroller Datasheet, Microchip
- [22] AN-31 Op Amp Circuit Collection, National Semiconductor
- [23] MT-222 Sallen-Key Filters, Hank Zumbahlen, Analog Devices
- [24] PCB Design with Altium, Alex Fosdick, Febrero 2011
- [25] MPLAB X Ide User's Guide, Microchip

7 ANEXOS

En el siguiente anexo se incluye documentación necesario para la comprensión de este TFM. Esta documentación consiste en lo siguiente:

- Diagrama de Bloques Prototipo Radar Doppler.
- Diagrama de Bloques Setup Pruebas Prototipo Radar Doppler.
- Esquemas Eléctricos Tarjeta Alimentación y Pruebas.
- Lista de Materiales Tarjeta Alimentación y Pruebas..
- Código Firmware PIC16F716
- Código Matlab Calculo Espectro.